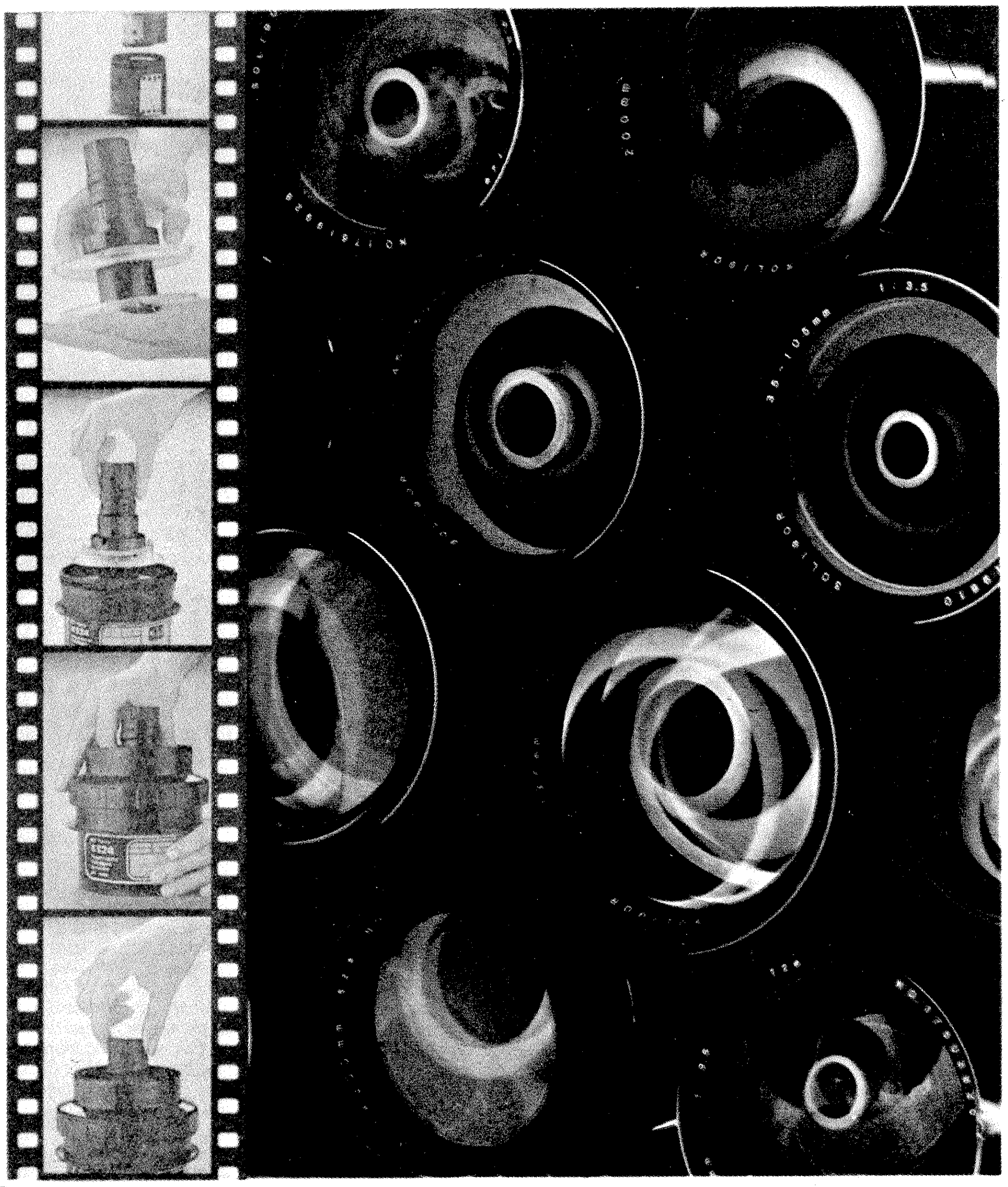
Tehnium

REVISTĂ LUNARĂ EDITATĂ DE C.C. AL U.T.C. ANUL XIV - NR. 160 **3/84**

CONSTRUCȚII PENTRU AMATORI

SUMAR



CREȘTEREA SENSIBILITĂȚII FILMELOR

(CITIȚI ÎN PAG. 17)

ADRESA REDACȚIEI: TEHNIUM-BUCUREȘTI, PIAȚA SCÎNTEII NR. 1, COD 79784 OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON 17 60 10, INT. 2059, 1151

PREȚUL 3 LEI

considerații ENERGETICE asupra legăturilor radio

Dr. ing. ȘERBAN IONESCU, YO3AVO

Structura bloc uzuală a unei stații de radio este redată în figura 1. Unitatea de emisie-recepție (UER), ce poate fi un transceiver sau separat un emițător și un receptor, este conectată, prin intermediul unui circuit de cuplaj și adaptare (CA), la o antenă (A). Pe durata recepției un indicator specializat (S-metru) furnizează informații despre puterea de semnal P_R primită de UER pe la borna sa de intrare, căreia îi prezintă impedanța $Z_R = R_R + jX_R$. În regim de emisie, CA asigură etajului final amplificator de putere din UER impedanța optimă de sarcină, $Z_E = R_E + jX_E$, și oferă o indicație a puterii active P_E furnizată acesteia din urmă.

De îndată ce două stații, aflate la distanță suficient de mare pentru a putea neglija efectele fenomenului de reradiație, intră în corespondență pe aceeași frecvență sau pe frecvențe apropiate, situația poate fi modelată prin schema din figura 2.

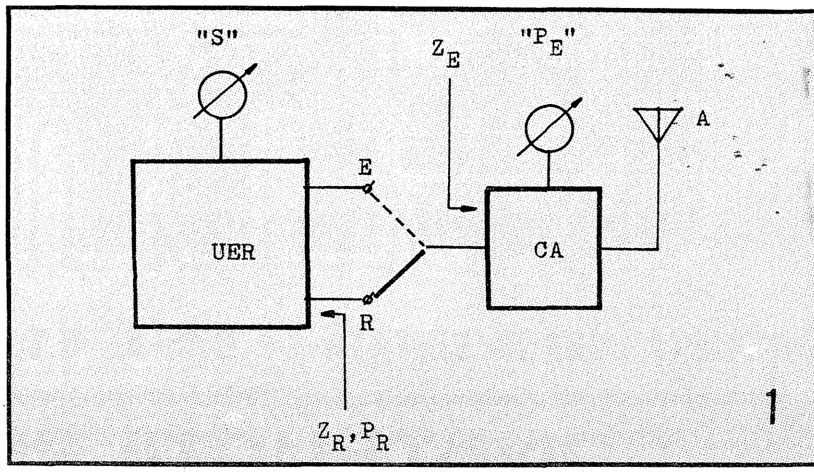
Valoarea impedanței de cuplaj mutual, Z_M, depinde de tipul, orientarea și condițiile de ambianță ale antenelor folosite de cei doi radioamatori, de structura circuitelor de adaptare la etajele finale ale emițătoarelor și de condițiile de propagare din momentul desfășurării legăturii.

Cu notațiile din figura 2, puterile semnalelor la intrările receptoarelor celor două stații, atunci cînd stația corespondentă se află în regim de emisie, sînt:

$$P_{R2} = P_{E1}\frac{R_{R2}}{R_{E1}}\cdot\left|\frac{Z_M}{Z_{E2}+Z_{R2}}\right|^2 \quad (1\text{—a})$$

$$P_{R1} = P_{E2}\frac{R_{R1}}{R_{E2}}\cdot\left|\frac{Z_M}{Z_{E1}+Z_{R1}}\right|^2 \quad (1\text{—b})$$

Examinarea expresiilor (1) conduce la o primă concluzie de importanță practică, și anume că pentru a beneficia de întreaga putere disponibilă la intrarea receptorului este necesar ca impedanța sa de intrare



1

și conjugata complexă a impedanței optime de sarcină a emițătorului propriu să fie egale, adică:

$$\begin{cases} R_{R1} = R_{E1} \\ X_{R1} + X_{E1} = 0 \end{cases} \text{ și } \begin{cases} R_{R2} = R_{E2} \\ X_{R2} + X_{E2} = 0 \end{cases} \quad (2)$$

caz în care:

$$P_{R2} = P_{E1}\cdot\frac{|Z_M|^2}{4\,R_{E1}\,R_{E2}} \quad (3\text{—a})$$

$$P_{R1} = P_{E2}\cdot\frac{|Z_M|^2}{4\,R_{E1}\,R_{E2}} \quad (3\text{—b})$$

sau, ceea ce este și mai important, prin faptul că se ajunge la o relație generală:

$$\frac{P_{E1}}{P_{E2}} = \frac{P_{R2}}{P_{R1}} \quad (4)$$

În cuvinte, relația (4) arată că pentru două stații de radio bine reglate, în sensul satisfacerii condiției (2), raportul puterilor de radiofrecvență furnizate de emițătoare este egal cu raportul puterilor semnalelor generate la intrările receptoarelor corespondente. Acest rezultat poate fi adus imediat sub o formă mai utilă dacă S-metrele celor două receptoare au fost calibrate în prealabil cu generatoare

CUPLAJE PARAZITE

Ing. MIHAI CODÎRNAI

(URMARE DIN NUMĂRUL TRECUT)

Un alt exemplu de cuplaj parazit prin fir comun sau linie de masă este prezentat în figura 9, iar soluția sa de remediere în figura 10.

Ținînd cont de rezistența r_{ab} (nenulă) a porțiunii comune de fir, a-b, putem scrie tensiunile văzute de rezistențele de sarcină:

$$U_{S1} = E_1 + \frac{r_{ab}}{R_{S2}}\cdot E_2, \text{ respectiv } U_{S2} = E_2 + \frac{r_{ab}}{R_{S1}}\cdot E_1.$$

Observăm că termenul $r_{ab}\cdot E_2/R_{S2}$ din prima relație reprezintă o tensiune perturbatoare pentru U_{S1}, iar termenul $r_{ab}\cdot E_1/R_{S1}$ din a doua relație o tensiune perturbatoare pentru U_{S2}.

Pentru remediere se folosesc trasee de închidere a curenților diferite pentru fiecare ochi, dar pentru a avea aceeași referință se leagă într-un singur punct, cît mai aproape de rezistența de sarcină prin care trece curentul cel mai mare.

Această soluție constructivă nu duce la performanțe optime în montajele mai complexe, unde cuplajele de natură electromagnetică pot genera noi perturbații datorită cuplajelor capacitive sau inductive odată cu creșterea frecvenței la care se lucrează.

O altă regulă care trebuie respectată este cea a structurii de cvadripol. Cuplajele parazite vor fi minime dacă se respectă structura de cvadripol a fiecărui element component al montajului (sistemului).

Spre exemplu, în figura 11 este prezentat un sistem format din două etaje — un preamplificator și un amplificator de putere — fiecare etaj constituind un cvadripol (prin cvadripol se înțelege un bloc funcțional cu patru borne, ca în figura 12). Pentru simplificarea explicațiilor se consideră fiecare cvadripol ca fiind format dintr-o impedanță de intrare și un generator la ieșire, a cărui tensiune este funcție de tensiunea de la intrare.

În figura 13 se arată conectarea corectă a celor două etaje la traseul de masă. Se observă că nici unul din curenții din ochiuri nu se închide prin trasee comune, deci ei circulă fără să se influențeze reciproc. Un exemplu de montare incorectă este prezentat în figura 14. Fiecare din curenții I_1, I_2, I_3 parcurge o porțiune comună tuturor, a-b, iar I_1 și I_2 mai parcurg suplimentar și porțiunile a-b și a-b. Cea mai mare tensiune perturbatoare este dată de curentul de sarcină din etajul de ieșire, I_3, care este cu mult mai mare decît oricare dintre ceilalți doi, I_1 și I_2.

Să analizăm în continuare cazul unui amplificator de audiofrecvență realizat pe o placă de cablaj imprimat, care trebuie montat într-o cutie, iar pe panou sînt prevăzute mufe de intrare și ieșire. Fiecare din mufe are o bornă ce se va lega la traseul de masă. Iată cîteva variante de legare a capătului „rece" la masă. În figura 15 conexiunile sînt făcute corect; curenții de intrare și ieșire figurați cu linie întreruptă, respectiv continuă, se închid pe căi separate. Toate celelalte figuri prezintă greșeli de conectare; astfel, în figura 16 curentul de intrare și cel de ieșire parcurg traseul comun b—c. În figura 17, legarea difuzorului la masă se face la masa mufei de intrare, ceea ce duce la perturbații prin traseul comun intrării și ieșirii, c—a.

Conectarea suplimentară a unui fir între masa de intrare și cea de ieșire, ca în figura 18, va face ca o parte din curentul de ieșire al difuzorului să se închidă printr-o „latură" a ochiului de intrare, c—a, putînd genera fenomene supărătoare pentru amplificatorul de audiofrecvență considerat.

Deci în oricare sistem trebuie să definim o masă de intrare, o masă

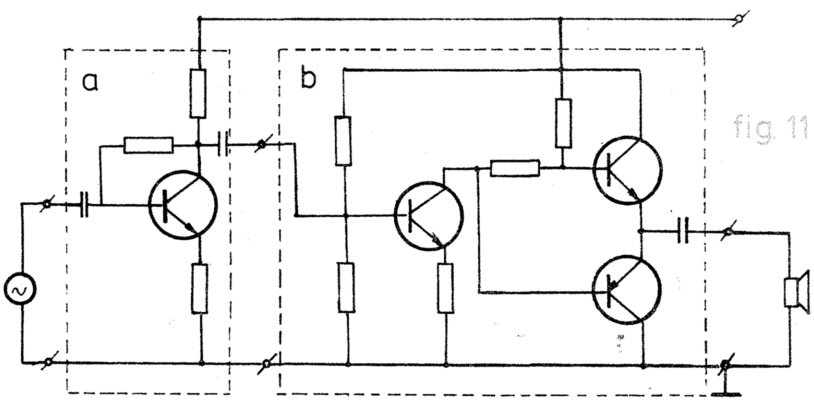


fig. 11

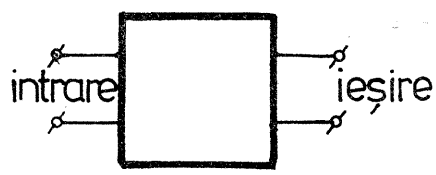


fig.12

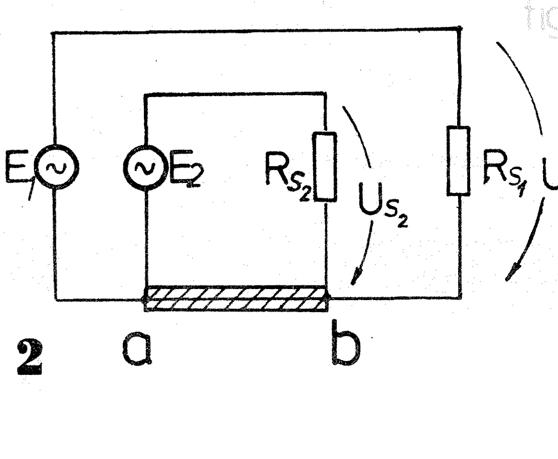


fig. 9

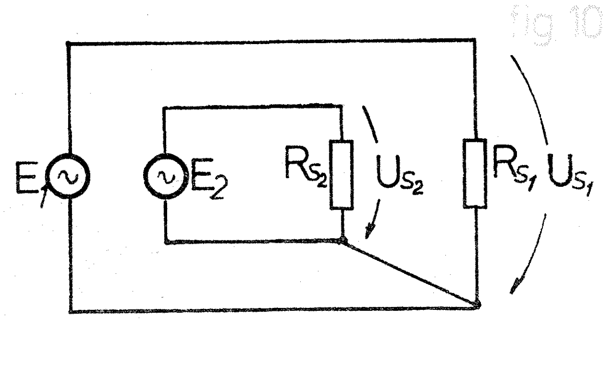
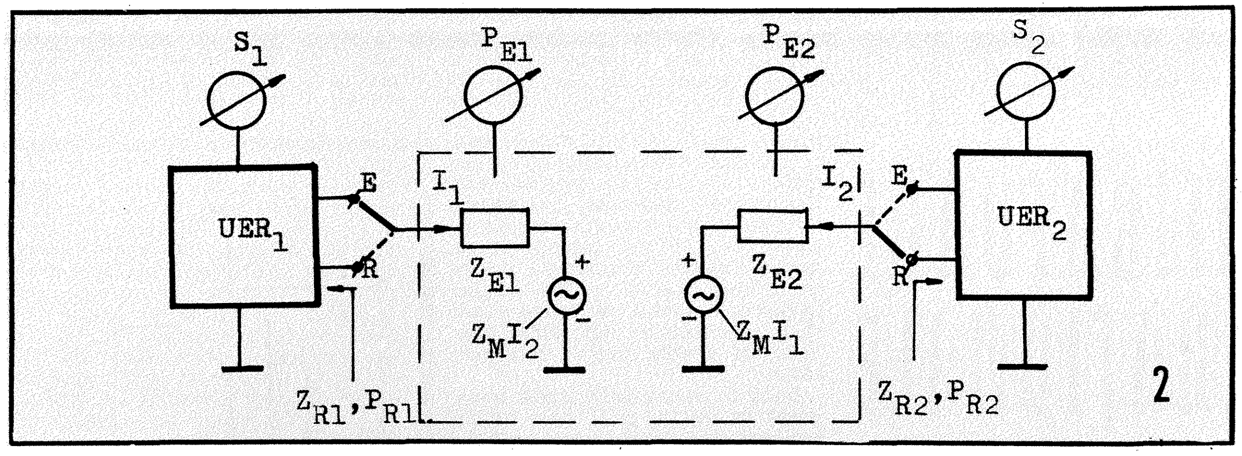


fig. 10



de semnal avînd impedanțe interne egale cu conjugatele complexe ale impedanțelor de intrare în receptoarele respective. În acest caz, exprimînd puterile în decibel-miliwatt, se obține din (4):

$$P_{E1(dBm)} - P_{E2(dBm)} = S_{2(dBm)} - S_{1(dBm)} \quad (5)$$

Deși foarte simplă, relația (5) are utilitate practică importantă, exemplele de mai jos ilustrînd trei posibilități de folosire a ei. Cele trei exemple țin seama de convenția asupra gradelor „S" valabilă în gama undelor scurte (S9 ⟷ —73 dBm, diferența între două grade S fiind 6 dB).

1. VERIFICAREA RAPIDĂ A STĂRII TEHNICE A UNITĂȚII DE EMISIE—RECEPȚIE

Să presupunem că, pe parcursul unei legături, radioamatorul 2 anunță că folosește un emițător cu o putere de ieșire de 50 W (P_{E2} = 47 dBm) și că recepționează emisiunea radioamatorului 1 cu S8 (S2 = —79 dBm). Pe de altă parte, radioamatorul 1 își aude corespondentul cu S9 + 10 dB (S1 = —63 dBm) și contează pe faptul că etajul său final oferă la ieșirea sa o putere de 10 W (P_{E1} = 40 dBm). În conformitate cu relația (5) însă:

$$P_{E1} = P_{E2} + S2 - S1 = 47 - 79 + 63 = 31\ dBm \approx 1W.$$

Acordînd încredere valorilor lui P_{E2} și S2, radioamatorul 1 trebuie să admită că diferența de 10 dB relativă la P_{E1} se poate datora dezadaptării puternice la joncțiunea UER cu CA, respectiv nesatisfacerea condiției (2), decalibrării S-metrului propriu (indicatorul în sine sau lanțul de radiofrecvență al căii de recepție), sau wattmetrului de radiofrecvență asociat circuitului de adaptare cu antena.

2. ESTIMAREA PUTERII DE EMISIE A UNEI STAȚII CORESPONDENTE

Există situații cînd timpul afectat unui QSO trebuie să fie foarte scurt (lucrul cu stații DX, legăturile efectuate în cadrul unui concurs). Relația (5) ne indică faptul că, odată schimbate controalele de recepție între cei doi radioamatori, fiecare în parte are posibilitatea să calculeze puterea de emisie a corespondentului său fără a mai fi deci necesar ca aceasta să fie precizată în cadrul legăturii.

De exemplu, dacă radioamatorul 2 recepționează emisiunea radioamatorului 1 cu S6 (S2 = —91 dBm), iar radioamatorul 1 pe cea a radioamatorului 2 cu S8 (S1 = —79 dBm), radioamatorul 1 știind că are un etaj final care furnizează la emisie o putere de 25 W (P_{E1} = 44 dBm), acesta poate calcula puterea emițătorului radioamatorului 2:

$$P_{E2} = P_{E1} + S1 - S2 = 44 - 79 + 91 = 56\ dBm = 400\ W.$$

3. ŞANSELE LEGĂTURILOR QRP

Este recunoscut faptul că șansa stabilirii unei legături atunci cînd operăm o stație cu putere la emisie redusă este mai mare dacă răspundem la apelul general al unei alte stații decît atunci cînd lansăm un apel propriu. În aceste condiții, devine util să evaluăm dinainte cum ne va auzi radioamatorul chemat. Evaluarea este posibilă dacă am aflat, ascultînd o legătură a sa anterioară cu un alt radioamator, puterea cu care își emite semnalele.

De exemplu, dacă acesta folosește un emițător cu o putere de 100 W (50 dBm) și îl recepționăm cu un nivel de S9 (—73 dBm), vom ști imediat cu ajutorul relației (5) că dispunînd de un etaj final cu o putere de 0,5 W (27 dBm) vom fi recepționați cu un nivel de S5 (—97 dBm), deci în condiții acceptabile, mai ales dacă nu există QRM, lucru care justifică tentativa stabilirii legăturii.

REFERINȚE BIBLIOGRAFICE

1. Cartianu Gh., „Analiza și sinteza circuitelor electrice", Ed. didactică și pedagogică, București, 1972.
2. *** „Standard IARU pentru S-metre", Radio (U.R.S.S.), nr. 2, 1979.

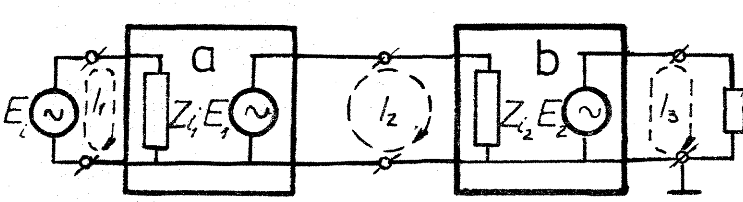
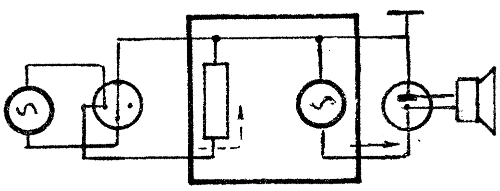


fig.13


fig.15

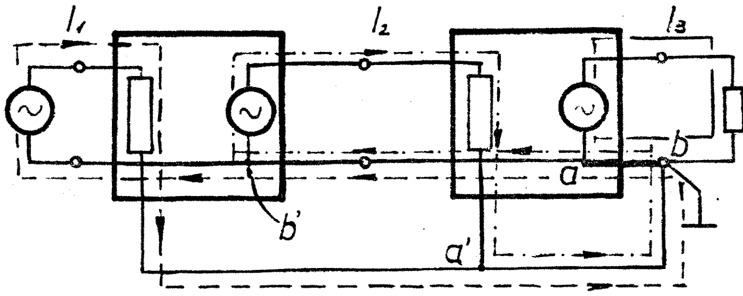


fig.14

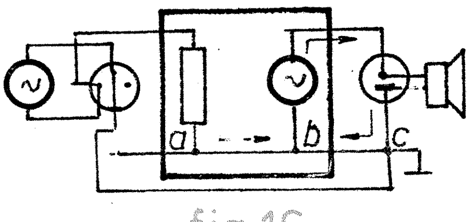


fig.16

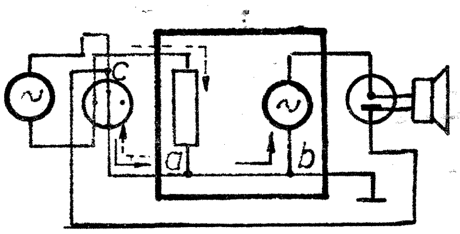


fig.17

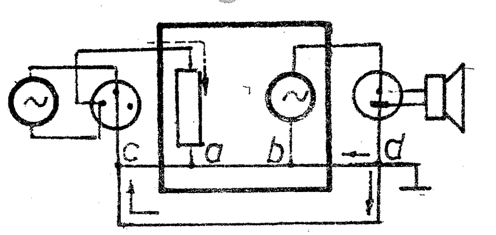
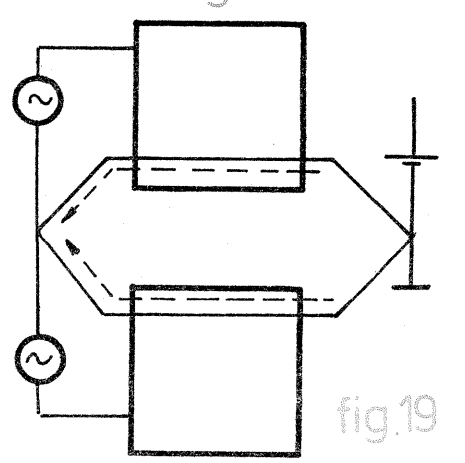
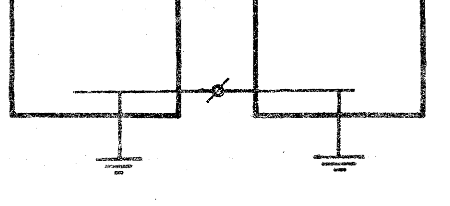


fig.18


fig.19


fig.20

de ieșire, o masă de alimentare și o masă de împămîntare, în total 4 puncte de masă, fiecare cu o funcție distinctă. Rolul acestor puncte nu poate fi inversat. Dacă un montaj mai complex se realizează pe o placă de cablaj imprimat prevăzută cu conectoare în general trebuie prevăzuți 4 pini de masă (alteori numai 2 pini). De obicei, nu se admite formarea buclelor de masă (legarea traseului de masă în două sau mai multe puncte, ca în figura 18).

În sistemele mai complicate, formarea buclelor de masă este inevitabilă, de exemplu, atunci cînd avem o singură sursă de alimentare, un singur generator de semnal și două montaje alimentate în comun și excitate de acest generator (figura 19), sau atunci cînd două sisteme sînt legate funcțional și fiecare din ele este și împămîntat (fig. 20). În contextul anterior figura 19 poate sugera un amplificator stereofonic, deci două canale alimentate din aceeași sursă de curent continuu și atacate de o doză ceramică, magnetică sau oricare sursă de semnal care are un singur punct de masă. Soluțiile de înlăturare a impedimentelor provocate de buclele de masă în cazul acesta sînt mai greu de găsit în ceea ce privește lucrul la joasă frecvență sau în curent continuu.

AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Fiz. A. MĂRCULESCU

(URMARE DIN NUMĂRUL TRECUT)

Revenind la amplificatorul nostru operațional, să facem un prim pas pe calea închiderii buclei de reacție: este cel din figura 9, unde intrarea inversoare a AO a fost conectată la masă nu direct, ca în figurile 4 și 5, ci printr-o rezistență R_1. Introducerea acestei rezistențe nu modifică funcționarea amplificatorului neinversor, deoarece curentul absorbit de intrare este și așa neglijabil (teoretic nul, pentru AO ideal).

Următorul pas îl constituie închiderea efectivă a buclei de reacție (fig. 10) prin conectarea rezistenței R_2 între ieșire și intrarea inversoare. Este foarte greu de ghicit ce modificări survin astfel în funcționarea amplificatorului (anticipăm, drastice!), dar tocmai pentru a fi mai ușor, să presupunem că am ales cele două rezistențe egale, $R_1 = R_2$, și tensiunea de intrare $E_i = 1$ V. (Reprezentarea grafică a fost simplificată, renunțîndu-se la desenarea circuitului de alimentare. Pentru a vă obișnui mai ușor cu acest sistem — pe care îl vom folosi frecvent în continuare —, redăm în figura 11 schema completă a circuitului din figura 10.)

Să presupunem deci că aplicăm la intrare tensiunea $E_i = 1$ V, de exemplu pozitivă în raport cu masa. Amplificatorul fiind neinversor, tensiunea de ieșire E_o va crește tot în direcția pozitivă. Cînd E_o va atinge valoarea de 2 V, potențialul intrării inversoare (în raport cu masa) va fi de 1 V, deoarece grupul $R_1 + R_2$ se află în paralel cu R_L și căderile de tensiune pe cele două rezistențe, R_1 și R_2, sînt egale (se neglijează curentul infim absorbit de intrare). Prin urmare, în acest moment cele două intrări se află la același potențial de 1 V față de masă; nemaiexistînd diferență de potențial între intrări, AO nu mai are ce amplifica, astfel că tensiunea de ieșire încetează să crească. Dacă totuși tensiunea E_o a „apucat" să depășească valoarea de 2 V, potențialul intrării inversoare ($E_o/2$) devine mai mare de 1 V, deci mai mare ca potențialul intrării neinversoare (fixat de $E_i = 1$ V). Apare astfel o diferență de potențial între intrări, $E_o/2 - E_i$, pe care AO o amplifică, forțînd ieșirea la o tensiune E_o care să corespundă anulării acestei diferențe, adică $E_o = 2E_i = 2$ V (revedeți comentariile de la figura 3; în cazul de față intrarea inversoare are potențial mai mare, deci tensiunea de ieșire va „crește în direcția negativă", adică va scădea pînă la valoarea $E_o = 2$ V, cînd diferența între intrări se anulează).

În mod asemănător se petrec lucrurile și dacă tensiunea de intrare E_i este negativă, cu deosebirea că potențialul ieșirii se va opri la − 2 V față de masă. Pentru semnal alternativ de intrare, cele două situații se repetă alternant, tensiunea de ieșire variind între + 2 V și − 2 V față de masă.

Să vedem acum ce se întîmplă dacă alegem valori diferite pentru rezistențele R_1 și R_2, de exemplu dacă luăm $R_2 = 2.R_1$. Aplicînd la intrare același semnal $E_i = 1$ V, pozitiv, tensiunea de ieșire va crește în direcția pozitivă pînă cînd potențialul intrării inversoare va atinge 1 V, adică pînă cînd se va anula tensiunea diferențială de intrare. Deoarece $R_2 = 2.R_1$, acest lucru se întîmplă la atingerea valorii $E_o = 3$ V (căderea de tensiune pe R_1 este de 1 V atunci cînd căderea pe R_2 este de 2 V, deci atunci cînd suma lor, egală cu E_o, este de 3 V).

Generalizarea acestor observații este acum evidentă (cine nu a intuit-o încă, să mai considere niște exemple, ca $R_2 = 3.R_1$, $R_2 = 4.R_1$ etc.): **cîștigul în tensiune al montajului din figurile 10 și 11, numit amplificator neinversor cu reacție negativă, este:**

$$G_V = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (2)$$

Iată deci ce modificare drastică a suferit amplificatorul nostru prin închiderea buclei de reacție: de la infinit (practic sute de mii), pentru AO în buclă deschisă, amplificarea în tensiune s-a redus la valoarea $1 + R_2/R_1$, controlabilă exclusiv prin alegerea componentelor externe R_1 și R_2. Reducerea amplificării în tensiune reprezintă, desigur, un dezavantaj, dar faptul că ea nu mai depinde practic de exemplarul de AO ales constituie un mare avantaj pentru proiectarea schemelor. În plus, montajul cu bucla de reacție închisă beneficiază de o bună stabilitate a amplificării, reacția acționînd, după cum am văzut, ca un mecanism de autoreglare.

Reacția aplicată prin divizorul $R_2 - R_1$ este **negativă**, deoarece conduce la scăderea semnalului (diferențial) de intrare, implicit la scăderea tensiunii de ieșire. Ea este cu atît mai puternică (mai mare), cu cît fracțiunea din semnalul de ieșire reinjectată la intrare este mai mare, deci cu cît raportul $R_1/(R_1 + R_2)$ este mai mare. Rețineți corelația inversă dintre reacție și amplificare: **pe măsură ce crește reacția negativă, scade amplificarea în tensiune.**

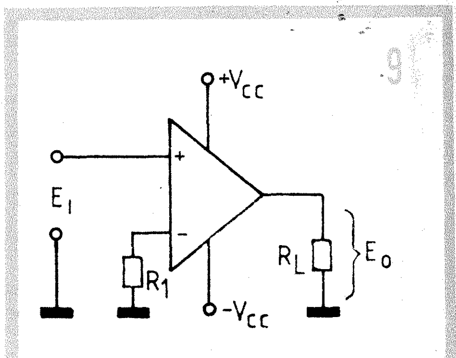
Pe lîngă stabilirea efectivă a cîștigului în tensiune și stabilizarea acestuia, reacția își spune cuvîntul și asupra rezistențelor (impedanțelor) dinamice de intrare și de ieșire. Reamintim că impedanța dinamică se definește ca raportul dintre variațiile mici de tensiune și variațiile corespunzătoare de curent, $Z_{din} = \Delta E/\Delta I$.

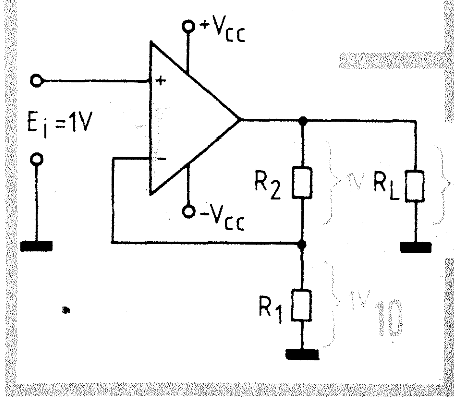
Astfel, impedanța dinamică de intrare — foarte mare și așa — crește și mai mult, tinzînd spre infinit, pe măsură ce reacția negativă este făcută mai puternică. Într-adevăr, curentul foarte mic absorbit de intrările unui AO real depinde de valoarea tensiunii diferențiale de intrare; cum reacția reduce această tensiune, curentul de intrare scade și în consecință impedanța dinamică de intrare crește corespunzător.

Dacă în aplicațiile practice impedanța de intrare prea mare ne deranjează (nu oferă o adaptare bună cu sursa de semnal folosită, favorizează captarea paraziților etc.), nu avem decît să conectăm în paralel cu intrarea o rezistență de valoare adecvată.

Ce se întîmplă la ieșire? Dacă micșorăm, de exemplu, rezistența de sarcină R_L (solicităm un curent mai mare), ne-am aștepta ca tensiunea de ieșire să scadă (crește căderea de tensiune pe rezistența internă de ieșire a AO). În realitate, o scădere a lui E_o ar conduce la creșterea tensiunii diferențiale de intrare (scade potențialul intrării inversoare, dat de căderea de tensiune pe R_1); prin urmare, AO ar reacționa imediat (teoretic instantaneu), readucînd pe E_o la valoarea inițială. Prin urmare, tensiunea de ieșire rămîne neschimbată, $\Delta E_o = 0$, și deci impedanța dinamică de ieșire este practic nulă.

Nu trebuie să se înțeleagă din cele expuse că AO cu bucla de reacție închisă reprezintă perfecțiunea întruchipată în materie de amplificare; au și ele limitările lor, date de defazajul produs de ieșire, de tensiunile reziduale de intrare, de banda de frecvență, de deriva termică (drift) etc., despre care vom vorbi la momentul potrivit.





5. REPETORUL DE TENSIUNE

O primă aplicație practică a amplificatorului neinversor cu reacție negativă o constituie repetorul de tensiune (fig. 12). Vom vedea imediat de ce i se spune așa și ce „știe" el să facă.

Să observăm întîi că schema s-a obținut din cea a amplificatorului neinversor (figurile 10 și 11) prin simpla înlăturare a rezistenței R_1. Reacția negativă a rămas, ba, mai mult, ea este acum totală (degenerativă): întreaga tensiune de ieșire este aplicată intrării inversoare, căderea pe rezistența R_2 putînd fi neglijată datorită curentului extrem de mic. De fapt, în majoritatea situațiilor practice R_2 se înlocuiește printr-un scurtcircuit.

Intrarea neinversoare are potențialul E_i față de masă, dat de semnalul de intrare, iar intrarea inversoare are potențialul E_o, dat de reacția totală. Pentru a menține nulă diferența acestor potențiale cînd E_i variază, deci pentru ca $E_i - E_o = 0$ (repetăm, AO „lucrează" în sensul anulării tensiunilor diferențiale de intrare), ieșirea amplificatorului trebuie să aibă în permanență potențialul $E_o = E_i$ față de masă. Dar aceasta înseamnă că la ieșire regăsim în permanență chiar semnalul aplicat la intrare, neinversat și neamplificat. Altfel spus, ieșirea nu face altceva decît să repete (sau să urmărească) fidel semnalul aplicat la intrare. De aici și numele dat montajului — repetor de tensiune (voltage follower) — care semnifică implicit un cîștig în tensiune egal cu unu, $G_V = 1$. Caracteristica de transfer este chiar identitatea

$$E_o = E_i \qquad (3)$$

O să vă întrebați, desigur, ce „afacere" am făcut realizînd un amplificator care nu amplifică. Foarte mare, în numeroase situații practice. În primul rînd, montajul este un adaptor de impedanță cvasiperfect, permițînd preluarea unor semnale de la sursele cu impedanță internă mare, fără a le scurtcircuita sau șunta semnificativ, și aplicarea acestor semnale unor consumatori (etaje următoare) cu impedanță joasă de intrare, fără cădere perceptibilă de tensiune. E adevărat, cîștigul în tensiune este unitar, dar montajul asigură un cîștig enorm în curent, implicit în putere.

În al doilea rînd, funcționînd ca adaptor de impedanță sau separator, montajul oferă un avantaj prețios în comparație cu clasicul repetor pe emitor (tranzistor în conexiune CC): spre deosebire de acesta, la repetorul cu AO nu mai intervine pragul de deschidere a joncțiunilor (cca 0,6—0,7 V pentru siliciu), care limita inferior semnalul de intrare prelucrabil.

În fine, datorită cîștigului enorm în buclă deschisă, repetorul cu AO permite obținerea unui cîștig în buclă închisă extrem de apropiat de valoarea unu, practic $G_V = 1$ (ceea ce nu se întîmplă pentru tranzistorul în conexiune CC), asigurînd astfel o bună fidelitate a reproducerii semnalului de intrare.

6. AMPLIFICATORUL INVERSOR

Să închidem acum bucla de reacție pentru amplificatorul inversor (figurile 6 și 7), așa cum se arată în figura 13. Intrarea neinversoare este conectată direct la masă, iar semnalul de intrare E_i se aplică intrării inversoare prin intermediul unei rezistențe, R_i. Reacția propriu-zisă este realizată prin rezistența R_f (f de la feedback), conectată între ieșire și intrarea inversoare. Este evident că și de această dată reacția este negativă (considerînd $E_i > 0$, amplificatorul inversor propriu-zis determină un potențial negativ la ieșire, pe cînd curentul debitat de E_i prin bucla R_i—R_f tinde să facă ieșirea pozitivă în raport cu masa). Prin urmare, reacția va avea același efect stabilizator, de

autoreglare, pe care l-am descris anterior. Mai precis, ea va acționa în sensul anulării diferenței de potențial dintre cele două intrări. Cum intrarea neinversoare este conectată la masă, deci are potențial zero (masa fiind punctul de referință), reacția va face ca și intrarea inversoare să-și mențină în permanență un potențial nul. Iată un rezultat surprinzător: intrării inversoare îi aplicăm semnalul E_i și totuși ea are în permanență un potențial nul. Spunem despre acest punct N (nod electric), care se comportă ca „un fel de masă" pentru restul montajului, că reprezintă o **masă virtuală** sau **aparentă**. Întreaga tensiune E_i se distribuie pe rezistența R_i, care va constitui practic impedanța de intrare a montajului. Chiar dacă are potențialul nul, masa virtuală (intrarea inversoare) nu poate fi conectată la masa reală, deoarece aceasta ar însemna scurtcircuitarea terminalelor de intrare ale AO.

Să vedem în continuare cum modifică reacția negativă cîștigul în tensiune al amplificatorului inversor. Fie, pentru aceasta, un semnal de intrare pozitiv, $E_i = 1$ V. Deoarece intrarea inversoare păstrează un potențial nul, tensiunea E_i se distribuie în întregime pe rezistența R_i, producînd, conform legii lui Ohm, un curent $I_i = E_i/R_i$. Dar terminalul de intrare al AO nu absoarbe curent semnificativ, ceea ce înseamnă că I_i trebuie să circule prin altă parte, mai exact prin R_f, spre ieșire (singura alternativă existentă). Curentul prin R_i este deci obligatoriu egal cu acela produs de căderea de tensiune E_f prin rezistența R_f, adică: $I_i = E_i/R_i = E_f/R_f$.

Prin urmare, $E_f/E_i = R_f/R_i$. Tensiunea E_f se măsoară între ieșirea AO și intrarea inversoare, care — repetăm — are potențialul nul. Așadar, ea este numeric egală cu tensiunea de ieșire, $E_f = E_o$. Înlocuind mai sus, obținem $E_o/E_i = G_v = R_f/R_i$, sau, în cuvinte, **cîștigul în tensiune al amplificatorului inversor cu reacție este egal cu raportul dintre valoarea rezistenței de reacție, R_f, și cea a rezistenței de intrare, R_i.**

De obicei, relația precedentă se scrie cu semnul minus în membrul drept, $G_v = -R_f/R_i$, pentru a pune în evidență faptul că semnalul de ieșire este inversat (cu sens opus) față de cel de intrare. Ecuația caracteristicii de transfer a amplificatorului inversor cu reacție este deci:

$$E_o = -\frac{R_f}{R_i} \cdot E_i \qquad (4)$$

Prin neglijarea curentului absorbit de intrările AO am obținut de fapt o expresie aproximativă a caracteristicii de transfer, care este însă perfect acceptabilă în practică dacă se îndeplinește condiția $G_v \ll A_{OL}$ (să se lucreze cu amplificări în tensiune G_v cu mult mai mici decît cîștigul în buclă deschisă, A_{OL}).

Ca și în cazul amplificatorului neinversor, reacția negativă stabilește și stabilizează cîștigul în tensiune. Tot ca acolo — se poate demonstra analog — reacția reduce mult (practic anulează) impedanța dinamică de ieșire a amplificatorului. În fine, reacția dictează și valoarea impedanței de intrare, care de data aceasta este practic egală cu R_i, deci independentă de caracteristicile exemplarului de AO folosit.

Un caz particular important al amplificatorului inversor cu reacție este acela în care se ia $R_f = R_i$. Rezultă un cîștig unitar în tensiune, mai exact $G_v = -1$, ceea ce înseamnă că montajul nu amplifică, ci doar repetă inversat semnalul aplicat la intrare, de unde și denumirea sa de **inversor**.

Atunci cînd dorim să mărim mult cîștigul în tensiune al amplificatorului inversor, pe baza relației $G_v = -R_f/R_i$, avem la dispoziție două căi: fie mărim pe R_f, ceea ce conduce însă la creșterea zgomotului și la reducerea benzii de frecvență; fie micșorăm pe R_i, deci simultan reducem corespunzător impedanța de intrare a montajului.

Pentru a evita aceste inconveniente, în special pentru a obține un cîștig G_v ridicat și totodată o impedanță de intrare suficient de mare, putem modifica schema amplificatorului inversor din figura 13 așa cum se arată în figura 14. După cum se vede, nu mai este utilizată ca tensiune de reacție decît o fracțiune E_R din tensiunea de ieșire E_o, preluată cu ajutorul divizorului R_3—R_4:

$$E_R = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot E_o$$

Ținînd cont și de divizorul R_1 — R_2, obținem în acest caz un cîștig în tensiune:

$$G_v = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_4} \qquad (5)$$

Se poate demonstra ușor că impedanța de intrare a montajului este tot R_1 (rezistența înseriată între sursa de semnal și masa virtuală),

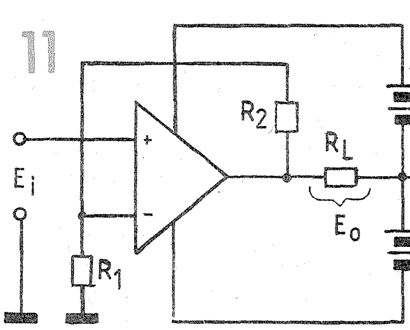
$$Z_{in} = R_1 \qquad (6)$$

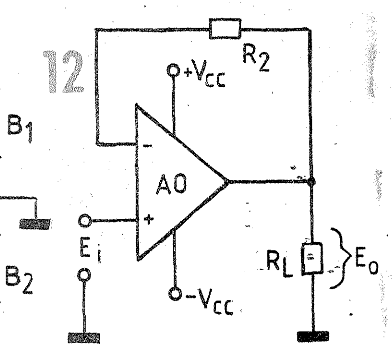
Prin urmare, dacă dorim o impedanță de intrare mare, de exemplu $Z_{in} = 1$ MΩ, alegem pe R_1 corespunzător, respectiv $R_1 = 1$ MΩ. Dacă urmărim simultan și un cîștig mare în tensiune, de exemplu $G_v = 100$, nu vom mări exagerat valoarea lui R_2, ci vom alege adecvat rezistențele R_3-R_4. De exemplu, putem lua $R_2 = 1$ MΩ, $R_3 = 10$ kΩ și $R_4 = 100$ Ω. Schema practică rezultată este cea din figura 15. Despre rolul rezistenței suplimentare R_5 vom vorbi în capitolul referitor la curentul de polarizare de intrare.

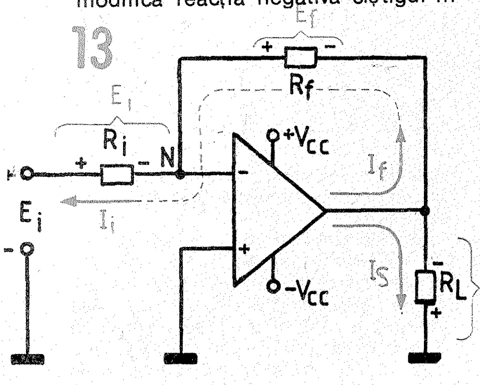
Evident, pentru a obține un cîștig variabil în tensiune, este suficient ca una din rezistențele R_1-R_4 să fie făcută reglabilă (eventual putem înlocui unul din cele două divizoare, R_1-R_2, R_3-R_4, printr-un potențiometru).

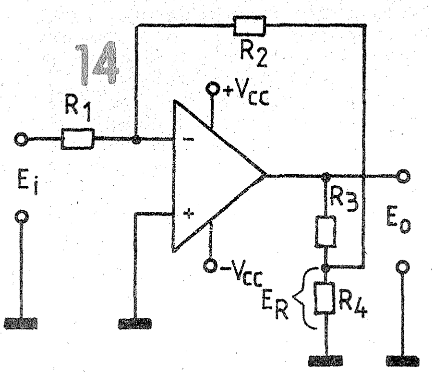
Artificiul descris poate fi aplicat și amplificatorului neinversor cu reacție. În fine, mai menționăm că pentru a lucra în curent alternativ, montajele precedente trebuie completate cu condensatoare de cuplaj (la intrare și la ieșire).

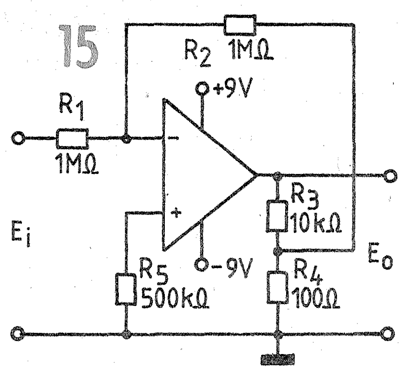
(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)







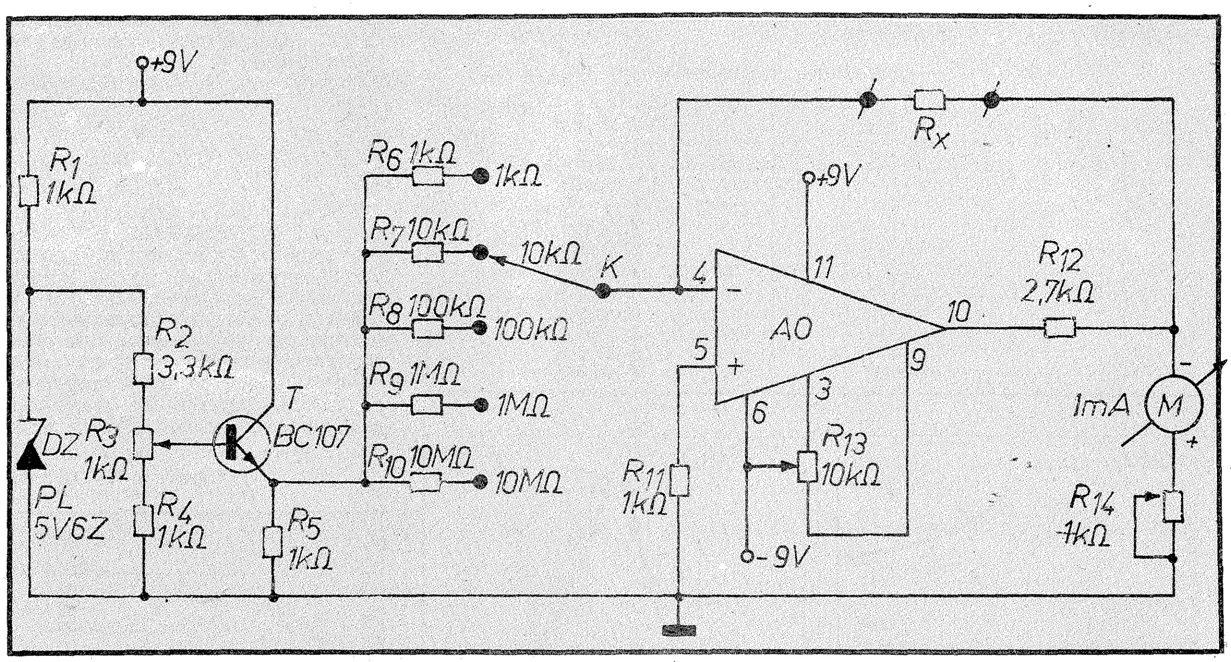




APLICAȚII CU 741:

OHMMETRU LINIAR

MARK ANDRES



Vă propunem alăturat o variantă de ohmmetru cu indicație liniară, realizat cu un amplificator operațional de tip 741 (numerotarea terminalelor în figură corespunde capsulelor cu 2 x 7 pini). Montajul are cinci domenii de măsurare, între 0—1 kΩ și 0—10 MΩ, cu liniaritate foarte bună (excepție face eventual domeniul de 10 MΩ, unde, în funcție de exemplarul AO folosit, abaterile pot depăși ±5%).

Schema se compune din două blocuri, și anume un generator de tensiune de referință (tranzistorul T cu piesele aferente) și un amplificator inversor cu reacție, realizat cu AO. Alimentarea se face de la o sursă dublă de ±9 V, preferabil stabilizată. Cu modificări adecvate, tensiunile de alimentare se pot lua între ±6 V și ±15 V.

Alimentată de la sursa +9 V prin rezistența de limitare R_1, dioda Zener DZ stabilizează la cca 5,6 V tensiunea la bornele divizorului R_2—R_3—R_4. Tranzistorul, în montaj repetor pe emitor, este polarizat în bază cu o fracțiune din această tensiune, reglată fin din R_3 (în jurul lui 1,6 V), astfel ca în emitor să obținem exact 1 V (la bornele lui R_5).

Operaționalul, în configurație de amplificator inversor de curent continuu, are ca sarcină instrumentul M (miliampermetru cc cu 1 mA la cap de scală), în serie cu rezistența reglabilă R_{14}, care se ajustează astfel ca ansamblul M + R_{14} să constituie un voltmetru cc cu exact 1 V la cap de scală.

Rezistența de măsurat, R_x, este conectată în bucla de reacție negativă, intrarea neinversoare este pusă la masă prin R_{11}, iar intrării inversoare i se aplică, prin rezistențele etalon R_6 — R_{10}, tensiunea de referință de 1 V din emitorul lui T. Cîștigul în tensiune fiind dat de raportul dintre rezistența de reacție și cea de intrare (aici R_6—R_{10}), rezultă că indicațiile instrumentului vor fi direct proporționale cu valorile R_x, adică montajul va funcționa ca ohmmetru cu scară liniară. Pentru un domeniu dat, acul va indica la cap de scală atunci cînd R_x va fi

(CONTINUARE ÎN PAG. 17)

DIN LUCRĂRILE SIMPOZIONULUI NAŢIONAL AL RADIOAMATORILOR — BUZĂU 1983

FILTRE ÎN SCARĂ

(URMARE DIN NUMĂRUL TRECUT)

Tabelul nr. 12.1 — Parametrii rezonatoarelor din exemplul nr. 3

Nr. crt.	f_s (kHz)	C_0 (pF)	C_K (X10^{-3} pF)	L_K (mH)
1	8 395,893	7,37	28,903	12,432
2	8 396,165	6,83	32,076	11,202
3	8 396,312	6,73	31,568	11,382
4	8 394,208	6,86	29,944	12,001
5	8 396,387	6,76	30,895	11,629

Tabelul nr. 12.2 — Rezultatele de calcul pentru filtrul din exemplul nr. 3

Parametrul		Varianta de calcul I	II	III
Riplul a (dB)		0,1	0,5	1,0
A		1,76	1,58	1,49
f_0(kHz)		8 398,829	8 398,559	8 398,424
C_F(pF)		40,94	57,39	70,39
R (Ω)		602,35	596,6	594,98
$C_{1,2} = C_{4,5}$ (pF)		28,77	37,41	44,56
$C_{2,3} = C_{3,4}$ (pF)		21,92	30,65	37,66
Calculate (pF)	$C_{p1} = C_{p5}$	43,28	53,26	60,32
	$C_{p2} = C_{p4}$	21,36	22,61	22,66
	C_{p3}	28,20	29,37	29,56
În montaj (pF)	$C_{p1} = C_{p5}$	35,5	45,46	52,52
	$C_{p2} = C_{p4}$	13,56	14,81	14,86
	C_{p3}	20,40	21,57	21,76

EXEMPLUL NR. 2

Folosind primele patru rezonatoare din tabelul nr. 9, să se proiecteze un filtru pentru SSB a cărui rezistenţă terminală să fie R = 600 Ω. Datele medii ale rezonatoarelor au fost calculate în capitolul 7 : $C_K = 26,865 \times 10^{-3}$ pF; $f_S = 9\ 152,055$ kHz; $C_0 = 6,25$ pF.

Deoarece experienţa arată că banda de trecere reală se obţine totdeauna puţin mai îngustă, alegem $B_{3dB} = 3$ kHz. În exemplul precedent s-a calculat că intervalul de rezonanţă al rezonatoarelor este foarte mare în raport cu banda de trecere, aşa că, neexistînd restricţii deosebite pentru parametrul de proiectare A', putem încerca să-l alegem astfel ca să obţinem R = 600 Ω.

Plecînd de la relaţia (18), după transformări algebrice deducem expresia lui C_F pentru a obţine R la o valoare dată:

$$C_F = \frac{q_1}{2\pi f_0 R} \quad .... \quad (18\text{—}A)$$

Precalculăm f_0 cu relaţia (17) presupunînd A = 2:

$$f_0 = 9\ 152,055 + \frac{3}{2} \times 2 = 9\ 155,055 \text{ kHz}.$$

Alegem aproximarea Cebîşev cu riplul a = 1 dB, pentru care din tabelul nr. 3 rezultă coeficienţii de calcul: $q_1 = 2,21$; $K_{1,2} = 0,638$; $K_{2,3} = 0,546$. Înlocuind în relaţia precedentă (18—A), avem:

$$C_F = \frac{2,21}{2 \times \pi \times 9\ 155,055 \times 10^3 \times 600} =$$

= 64,03 pF.

Cu relaţia (6—1) calculăm C_B =

$$= \frac{9\ 155,055}{3} \times 26,865 \times 10^{-3} = 81,98 \text{ pF}.$$

Conform relaţiei (6—2) avem:

$$C_F = \frac{C_B}{A^2 - 1},$$ de unde deducem relaţia

$$A = \sqrt{\frac{C_B}{C_F} + 1} \quad (6\text{—}3),$$ cu care în cazul nostru rezultă

$$A = \sqrt{\frac{81,98}{64,03} + 1} = 1,51.$$ Alegem A = 1,5 cu care calculăm complet filtrul:

$$(17) \quad f_0 = 9\ 152,055 + \frac{3}{2} \times 1,5 =$$

= 9 154,305 kHz.

$$(6\text{—}2) \quad C_F = \frac{9\ 154,305}{3} \times \frac{1}{1,5^2 - 1} \times$$

$\times\ 26,865 \times 10^{-3} = 65,58$ pF

$$(18) \quad R = \frac{2,21}{2\pi \times 9\ 154,305 \times 10^3 \times 65,58 \times 10^{-12}} =$$

= 585,88 Ω, faţă de R = 600 Ω propus.

Cu relaţiile de la capitolul 5 pentru filtre cu n = 4 rezonatoare, componentele filtrului sînt:

$C_{1,2} = C_{3,4} = 0,638 \times 65,58 = 41,84$ pF;
$C_{2,3} = 0,546 \times 65 \times 58 = 35,81$ pF;
$C_{p1} = C_{p4} = (1,5 - 0,638) \times 65,58 = 56,52$ pF;
$C_{p2} = C_{p3} = (1,5 - 0,638 - 0,546) \times 65,58 = 20,72$ pF.

Valorile reale din montaj pentru C_{p1} ... C_{p4} vor fi corectate, căci în valorile de calcul sînt incluse şi capacităţile montajului, adică C_0 al fiecărui rezonator, capacitatea rezonator-capsulă metalică şi capacitatea faţă de masă a condensatoarelor $C_{1,2}$, $C_{2,3}$, $C_{3,4}$ pe care în cazul de faţă le-am considerat 2 pF.

În montajul real se vor folosi deci:

$C'_{p1} = C'_{p4} = 56,52 - 6,25 - 2 = 48,27$ pF;
$C'_{p2} = C'_{p3} = 20,72 - 6,25 - 2 = 12,47$ pF.

Schema filtrului este cea din figura 4.4, cu observaţia că C'_{p1} corespunde lui C_{p1} şi aşa mai departe. Condensatoarele C'_{p1} şi C'_{p4} nu se vor monta în caseta metalică a filtrului, ci pe placa de montaj a instalaţiei în care se utilizează, căci valorile lor reale se vor mai ajusta o dată la reglajul final pentru a îngloba şi capacităţile parazite ale montajului sau ale eventualelor cabluri ecranate prin care este conectat filtrul la montaj (ca în transceiverul A412, de exemplu).

Menţionăm că filtrul a fost calculat în mod asemănător în trei variante, adică şi pentru riplu de 0,1 dB şi respectiv 0,5 dB, dar am ales varianta cu riplul de 1 dB pentru că oferea pentru $C_{p1} = C_{p4}$ o capacitate mai mare. Aceasta ne permite să compensăm capacitatea unui cablu coaxial de 40 cm cu care unul din terminalele filtrului este conectat la montaj în transceiverul A412.

Caracteristica de frecvenţă a filtrului este prezentată în figura 10 pe care sînt notate poziţiile unor puncte caracteristice, ale căror coordonate sînt prezentate separat în tabelul nr. 10 (pentru a păstra precizia de citire).

Banda reală de trecere, ca şi frecvenţa centrală se calculează folosind coordonatele punctelor 8 şi 9:

$B_{3dB} = 2,716$ kHz, faţă de 3 kHz propus în calcule;
$f_0 = 9\ 154,432$ kHz, faţă de 9 154,305 kHz calculat.

Flancul superior (opus purtătoarei) poate speria la prima vedere, dar el va fi corectat prin filtre (pasive sau active) în joasă frecvenţă. În transceiverul A412 este asigurată conectarea acestor filtre: pe recepţie utilizînd conexiunea exterioară între detectorul de produs şi amplificatorul audio de recepţie, iar pe emisie filtru pasiv la intrarea amplificatorului de microfon şi/sau modificarea valorilor condensatoarelor de cuplaj. Aceste consideraţii vor fi reluate la exemplul nr. 4.

Flancul inferior (al purtătoarei) se prezintă însă excepţional. El asigură pe porţiunea utilă (între −10 dB şi −60 dB, respectiv punctele 7 şi 2) o pantă de

$$\frac{60 - 10}{9\ 152,841 - 9\ 152,460} = \frac{50 \text{ dB}}{0,381 \text{ kHz}} = 13,12 \text{ dB/100 Hz},$$

Tabelul nr.10 — Coordonatele punctelor din figura 10

Nr. crt.	Atenuare (dB)	Frecvenţă (kHz)
1	−70	9 152,077
2	−60	9 152,460
3	−50	9 152,540
4	−40	9 152,600
5	−30	9 152,689
6	−20	9 152,760
7	−10	9 152,841
8	−3	9 153,074
9	−3	9 155,790
10	−10	9 157,946
11	−16	9 163,303

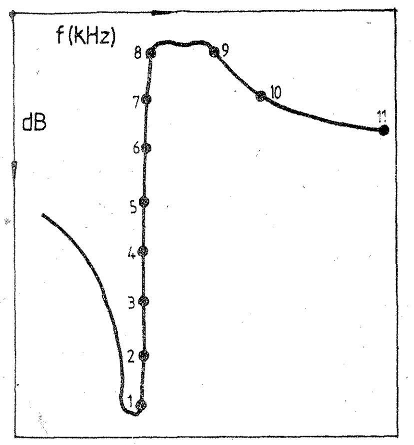


Figura 10

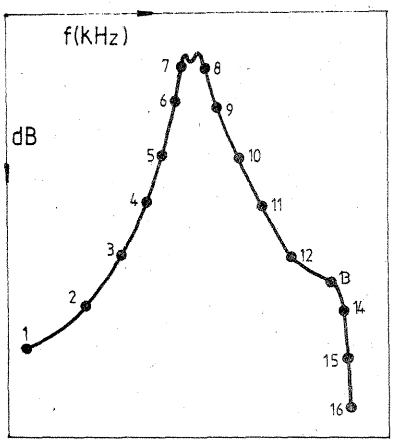


Figura 11

Tabelul nr.11 — Coordonatele punctelor din figura 11

Nr. crt.	Atenuare (dB)	Frecvenţă (kHz)
1	−60	9 084,716
2	−50	9 087,667
3	−40	9 089,506
4	−30	9 090,647
5	−20	9 091,339
6	−10	9 091,818
7	−3	9 092,086
8	−3	9 093,087
9	−10	9 093,623
10	−20	9 094,679
11	−30	9 095,618
12	−40	9 097,096
13	−45	9 098,993
14	−50	9 099,324
15	−60	9 099,616
16	−70	9 099,251

adică mult mai bună decît în cazul filtrelor industriale pentru SSB. Pentru acestea panta flancurilor, calculate de noi cu datele din [14], este: XF9A = 5,02 dB/100 Hz; XF9B = $5{,}625\frac{dB}{100\ Hz}$; EMF500 = $= 8{,}78\ \frac{dB}{100\ Hz}$ (calculat pentru 6 și 60 dB).

Este adevărat însă că filtrele industriale menționate au ambele flancuri la fel, ceea ce permite atît utilizarea ca FBLS, cît și ca FBLI (cazul filtrelor XF9A și XF9B), sau în orice caz nu mai necesită filtre trece-jos în audiofrecvență.

Pentru comparație, în figura 11 și tabelul nr. 11 este prezentată caracteristica unui filtru în scară de tip FBLI calculat cu formulele simplificate care neglijează pe C_0 (așa cum s-a arătat în capitolul 6), metodă care este prezentată și în [22, 24, 26] și preluată în numeroase descrieri de construcții de transceivere.

Filtrul ales pentru comparație cu exemplul nostru este realizat cu 5 rezonatoare foarte apropiate de cele din exemplul nostru, căci sînt fabricate de aceeași firmă și cu frecvența serie foarte apropiată de acestea. Se observă că, nevalorificînd „accidentul" de pe curba de răspuns, provocat de rezonanța paralel a rezonatoarelor (punctul 16), ambele flancuri sînt aproape la fel și au o alură care amintește mai degrabă pe cea a filtrelor Cebîșev cu Q = ∞ (fig. 9). Indiscutabil, pantele oricăruia dintre flancuri nu suferă comparație nici măcar cu filtrele industriale, nicidecum cu cea a filtrului din exemplul nostru.

Alte comparații între caracteristicile de frecvență ale filtrelor în scară calculate cu metodele simplificate și cele ale unor filtre industriale se pot consulta în [14].

EXEMPLUL NR. 3

Să se realizeze un FBLS pentru SSB cu cele 5 rezonatoare ai căror parametri sînt prezentați în tabelul nr 12.1, proiectat astfel încît rezistența terminală să fie R = 600 Ω, iar banda de trecere B_{3dB} = 3 kHz. Deoarece rezonatoarele au intervalul de rezonanță mult mai mare decît B_{3dB} (Δf = 16,44 ÷ 19,67 kHz), proiectarea urmează o metodică similară cu cea din exemplul precedent, cu deosebirea că pentru calculul capacităților din componenta filtrului se vor folosi formulele exacte de la capitolul 5 pentru cazul n = 5 rezonatoare.

Din aceste motive vom prezenta direct rezultatele calculelor în tabelul nr. 12.2, obținute în 3 variante, pentru aproximări Cebîșev cu riplurile de 0,1 dB, 0,5 dB și 1 dB.

Schema filtrului corespunde celei din figura 4.5. S-a realizat varianta a II-a, deoarece capacitatea în paralel cu terminalele (C_{p1} = C_{p5} = 45,46 pF) satisface cerințele pentru a utiliza filtrul în montaje obișnuite și aceasta pentru o valoare mai mare a parametrului de proiectare A față de varianta a III-a, deci cu atenuarea la revenire mai mare.

Curba de răspuns a filtrului realizat este prezentată în scară logaritmică în figura 12.1 (deci axa ordonatelor gradată în dB) și în scară liniară (axa ordonatelor gradată în rapoarte de tensiuni) în figura 12.2 pentru a putea observa mai bine riplul real în bandă.

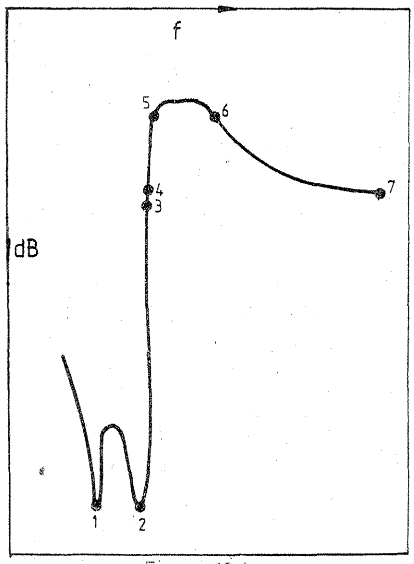


Figura 12.1

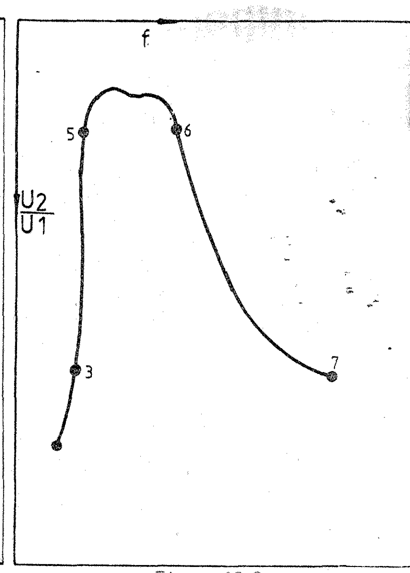


Figura 12.2

Tabelul nr. 12.3 — Coordonatele punctelor din figurile 12.1 și 12.2

Nr. crt.	Atenuare (dB)	Frecvență (kHz)
1	>80	8 394,060
2	>80	8 396,180
3	−20	8 397,050
4	−17	8 397,094
5	−3	8 397,530
6	−3	8 400,216
7	−20	8 404,509

Din motive de dimensiuni ale desenului, reprezentarea în scară liniară nu conține decît caracteristica în jurul benzii de trecere (pînă la aproximativ −20 dB).

Exemplul a fost ales pentru că demonstrează în modul cel mai sugestiv afirmațiile din capitolul 6 referitoare la alegerea rezonatoarelor pentru filtre.

Deși, după cum rezultă din tabelul nr. 12.1, frecvențele de rezonanță serie ale rezonatoarelor se eșalonează pe 2 179 Hz (între rezonatoarele nr. 4 și nr. 5), valorile C_K și L_K fiind destul de grupate: pentru C_K valoarea medie este C_K = 30,677 x 10^{-3} pF, cu abateri de la un rezonator la altul cuprinse în limitele −5,78% și +4,55%, iar pentru L_K valoarea medie este L_K = 11,66 mH, cu abateri între −4,55% și +5,98%.

Dacă am fi considerat drept criteriu unic de sortare frecvența de rezonanță serie (cum se mai consideră încă în unele publicații), ar fi trebuit să declarăm inutilizabil setul din exemplu (sau cel puțin să eliminăm rezonatorul nr. 4). Singurul loc în care curba de răspuns a filtrului a fost perturbată de această situație este zona imediat la stînga flancului purtătoarei (fig. 12.1), de unde rezultă clar că „nulurile" filtrului nu sînt coincidente. „Riplul" astfel rezultat în banda de oprire a filtrului nu numai că nu deranjează (căci curba nu „urcă" mai sus de −60 dB), ci, din contră, duce la lărgirea benzii de oprire și deci la îndepărtarea față de purtătoare a lobului de revenire a caracteristicii.

Pentru alte cazuri similare (cu f_s foarte dispersat) recomandăm următoarele:

a) Nu se vor utiliza rezonatoarele al căror f_s este dispersat față de restul grupului (cum a fost rezonatorul nr. 4 în exemplul nostru), dacă frecvența acestora este mai mare decît cele ale grupului. Prin aceasta se evită deformarea curbei de răspuns în zona benzii de trecere sau a flancului purtătoarei.

b) Cînd se calculează valoarea medie a lui f_s, se vor elimina rezonatoarele cu f_s prea dispersat. În exemplul nostru, pentru f_s s-a calculat media excluzînd rezonatorul nr. 4 și s-a găsit: f_s = 8 396,189 kHz.

Din examinarea curbei de răspuns a filtrului (fig. 12.1) rezultă că banda de trecere reală este:

B_{3dB} = 8 400,216 − 8 397,530 = = 2,686 kHz, iar frecvența centrală

$$f_0 = \frac{8\,400{,}216 + 8\,397{,}530}{2} =$$

= 8 398,873 față de 3 kHz și respectiv 8 398,659 kHz presupuse în calcul.

Examinînd însă curba din figura 12.1, se observă că cele două frecvențe în care atenuarea este cea mai mare (nulurile filtrului) corespund valorii medii a lui f_s a „grupului" de rezonatoare (punctul 2) și la f_s a rezonatorului „izolat" de grup (punctul 1).

EXEMPLUL NR. 4

Să se proiecteze un FBLS cu n = 6 rezonatoare ai căror parametri medii sînt: f_s = 9 746,550 kHz; C_K = 25 x 10^{-3} pF și C_0 = 5,5 pF. Cu relația (3) intervalul de rezonanță al rezonatoarelor este:

$$\Delta f = 9\,746{,}550\ \frac{25 \times 10^{-3}}{2 \times 5{,}5} = 22{,}15\ kHz$$

Se alege B_{3dB} = 2,8 kHz, în care $\frac{\Delta f}{B_{3dB}} = \frac{22{,}15}{2{,}8} = 7{,}9 > 3{,}5$, deci intervalul de valori permise pentru A fiind mare, putem încerca proiectarea după metodica de la exemplul nr. 2 urmărind să obținem R = 600 Ω. S-au calculat trei variante, cu rezultatele sintetizate în tabelul nr. 13.1. Dintre acestea s-a realizat varianta a II-a (pentru riplul a = 1 dB), deoarece valoarea lui C_{p1} este suficient de mare pentru ca filtrul să fie utilizabil direct în montajul transceiverului A412.

(CONTINUARE ÎN PAG. 19)

Tabelul nr. 13.1 — Rezultatele de calcul pentru filtrul din exemplul nr. 4 (Co + Cmontaj = 7,5 pF)

Parametrul		Varianta de calcul I	II	III
	Riplul a (dB)	0,1	1,0	3,0
	A	1,876	1,556	1,414
	f_0(kHz)	9 749,176	9 748,728	9 748,529
	C_F(pF)	34,55	61,25	87,09
	R (Ω)	603,24	599,99	658,6
	$C_{1,2} = C_{5,6}$ (pF)	24,7	38,64	53,08
	$C_{2,3} = C_{4,5}$ (pF)	18,6	32,51	50,64
	$C_{3,4}$ (pF)	17,9	31,23	45,60
Calculat	$C_{p1} = C_{p6}$ (pF)	40,06	56,64	69,98
	$C_{p2} = C_{p5}$ (pF)	21,45	24,13	19,35
	$C_{p3} = C_{p4}$ (pF)	28,29	31,53	26,82
În montaj	$C_{p1} = C_{p6}$ (pF)	32,56	49,14	62,48
	$C_{p2} = C_{p5}$ (pF)	13,95	16,63	11,85
	$C_{p3} = C_{p4}$ (pF)	20,79	24,03	19,32

Tabelul nr. 13.2 — Coordonatele punctelor din figurile 13.1 și 13.2

Nr. crt.	Atenuare (dB)	Frecvență (kHz)
1	−70	9 747,050
2	−20	9 747,380
3	−6	9 747,620
4	−3	9 747,500
5	−1,4	9 748,150
6	−2,5	9 748,470
7	−3	9 750,040
8	−6	9 750,410
9	−35	9 757,100
10	0	9 749,700

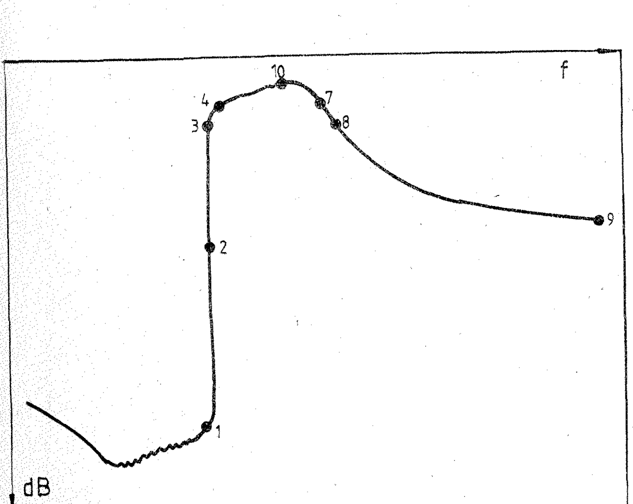


Figura 13.1

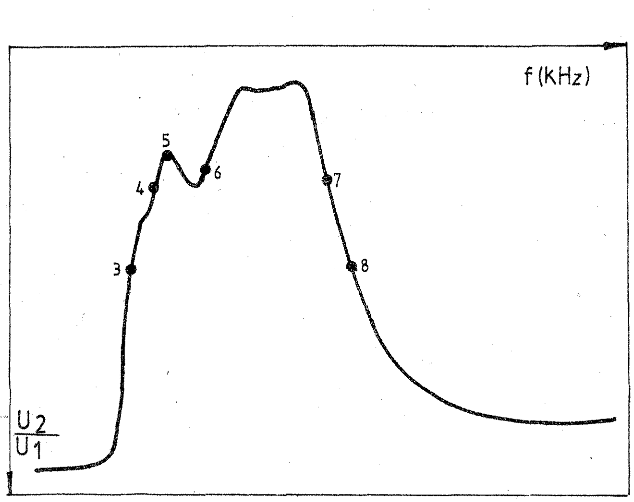


Figura 13.2

HI-FI

SISTEMUL DOLBY

Ing. EMIL MARIAN

În numeroase scrisori, cititorii revistei „Tehnium" ne pun întrebări referitoare la sistemul Dolby. Nu de puține ori au fost cerute deslușiri asupra acestui sistem electronic, din care apărea drept concluzie generală totala lui necunoaștere. Acest articol își propune a explica într-o manieră accesibilă constructorilor începători ce reprezintă sistemul Dolby și modul său de funcționare.

Dacă sîntem posesorii unui magnetofon sau ai unui casetofon, putem face cîteva experiențe simple, din care rezultă o serie de concluzii foarte importante.

Să efectuăm o înregistrare a unui program sonor de la o sursă audio (radio, picup, alt magnetofon etc.). În cazul în care conținutul programului sonor prezintă în permanență pasaje fortissimo, de amplitudine mare, în mod continuu, atunci cînd ascultăm înregistrarea efectuată constatăm că este aproape indentică cu programul sonor inițial.

Să efectuăm apoi o altă înregistrare cu potențiometrul pentru stabilit nivelul semnalului de înregistrare la aceeași „valoare" ca și în cazul precedent, dar cu potențiometrul care reglează nivelul semnalului de la sursa programului sonor la zero, deci înregistrare cu semnal de intrare zero. Ascultînd ulterior această înregistrare, cu nivelul de ascultare obișnuit (același ca la înregistrarea anterioară), vom auzi un fîșîit, pe care îl vom numi în continuare zgomot de fond. El provine aproape în întregime de la banda magnetică, la care se mai adaugă și sursele de zgomot proprii ale lanțului electroacustic: sursa programului sonor și magnetofonul (casetofonul) cu care se face înregistrarea. Acest zgomot de fond reprezintă un semnal nedorit, prezent la toate înregistrările, indiferent de calitățile aparatelor folosite.

Cele două probe descrise anterior au fost făcute tocmai pentru a pune în evidență zgomotul de fond. El este prezent în ambele înregistrări, dar în prima înregistrare este „mascat" de semnalul util puternic (cu toate că există totuși imprimat pe bandă), iar a doua înregistrare îl evidențiază complet.

Pentru o edificare completă a problemei, să facem o a treia înregistrare, după o sursă al cărei program sonor conține semnale de amplitudine mică și mare. La audiere, zgomotul de fond este mascat de pasajele fortissimo, dar apare în timpul pauzelor sau în cadrul pasajelor pianissimo. Este necesar să amintim faptul că unele magnetofoane prezintă un zgomot de fond mai mare, iar altele un zgomot de fond mai mic. Evident, nu facem aprecieri la magnetofonul simplu de larg consum, cu zgomot de fond și brum propriu, care poate reda o bandă de audiofrecvență restrînsă în ceea ce privește frecvențele ridicate. Referințele noastre sînt valabile pentru un magnetofon relativ perfecționat, care poate reda bine frecvențele înalte. Cu cît va fi mai „bogată" reproducerea frecvențelor înalte, cu atît magnetofonul va evidenția mai clar prezența zgomotului de fond.

În scopul eliminării zgomotului de fond, inginerul american Ray Dolby a pus la punct sistemul care-i poartă numele. El a pornit de la faptul că zgomotul de fond apare numai în cazul pasajelor muzicale pianissimo

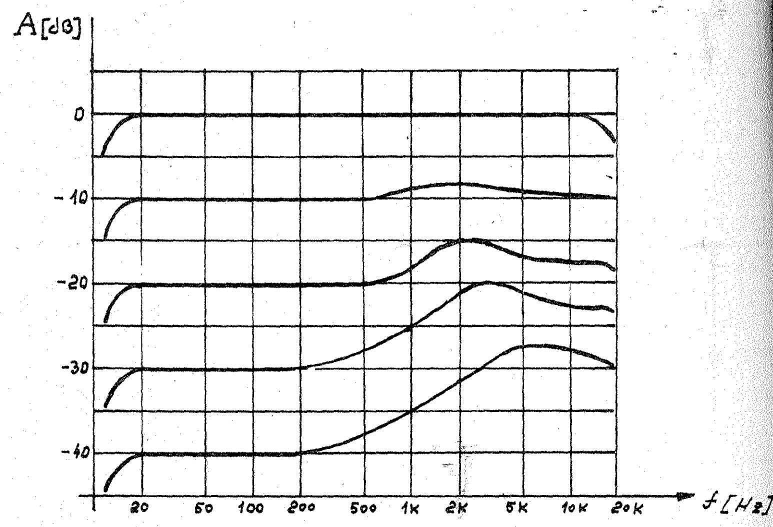


Fig. 1: Modul de prelucrare a semnalului de intrare — algoritmul Dolby.

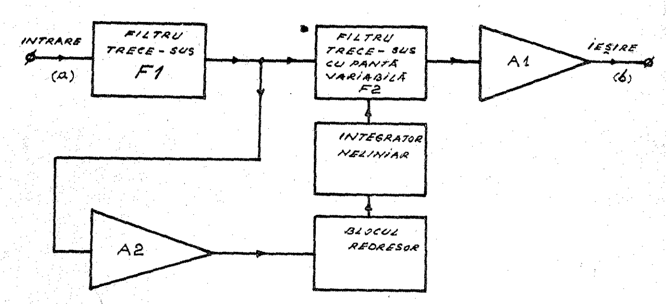


Fig. 4: Schema bloc a circuitului auxiliar.

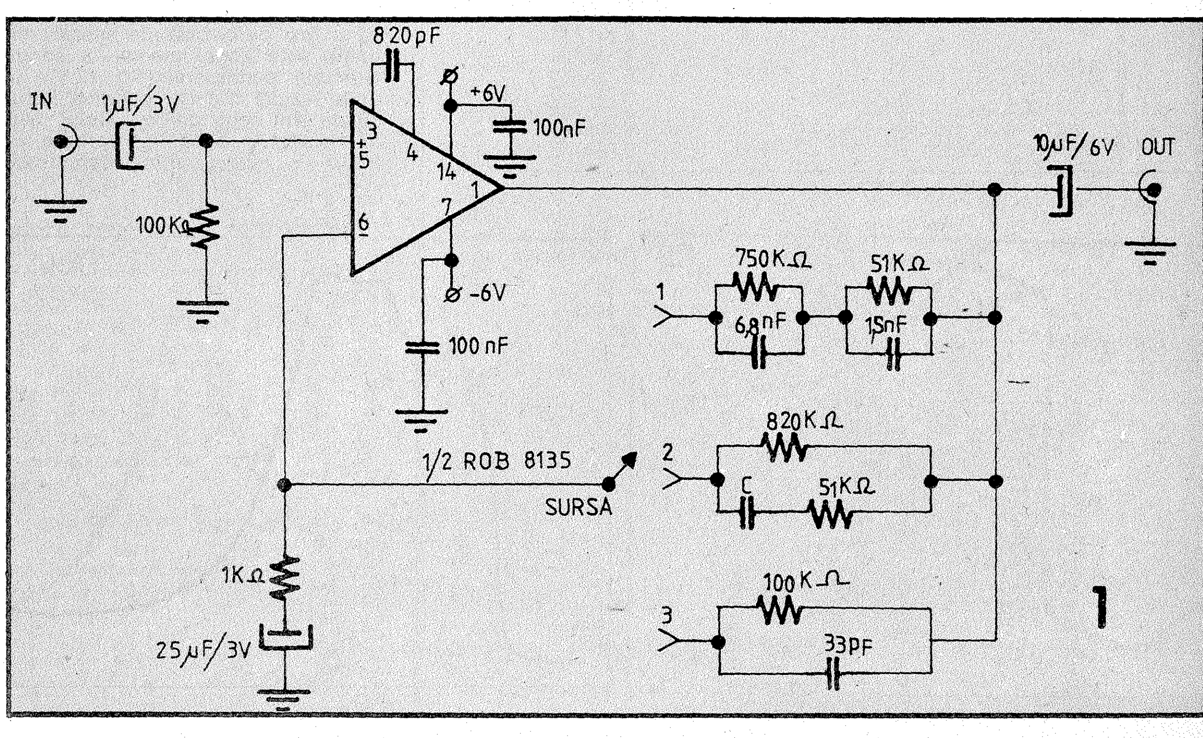
ROB 8135

Ing. PAUL POPESCU,
Rîmnicu Vîlcea

Preamplificatoarele audio de înaltă calitate se caracterizează prin zgomot redus, distorsiuni mici și sensibilitate ridicată, corespunzătoare nivelului sursei de semnal. În funcție de caracteristicile sursei de semnal (cap de magnetofon, doză magnetică, microfon dinamic), răspunsul în frecvență al preamplificatorului trebuie să egalizeze răspunsul global al lanțului imprimare-redare, în funcție și de suportul audio utilizat (disc, casetă sau bandă magnetică).

Aceste deziderate se obțin cel mai comod cu ajutorul circuitelor integrate optimizate pentru astfel de aplicații. Un exemplu în acest sens îl constituie circuitul dual ROB 8135 (I.C.C.E.), compatibil funcțional și pin cu pin cu circuitul MC 1303L (Motorola), circuit larg utilizat în construcțiile audio de înaltă fidelitate. ROB 8135 conține două amplificatoare operaționale compensate în frecvență extern, pentru o mai mare flexibilitate în utilizare, cu performanțe ridicate în ceea ce privește zgomotul etajului de intrare. Circuitul se caracterizează și prin viteza de urmărire ridicată a semnalului (dependentă de rețeaua de compensare), ceea ce îl recomandă și în circuitele corectoare de ton sau mixere audio.

În figura 1 este prezentat un preamplificator combinat de înaltă calitate, care răspunde normelor HI-FI DIN 45 500, adaptat următoa-



1

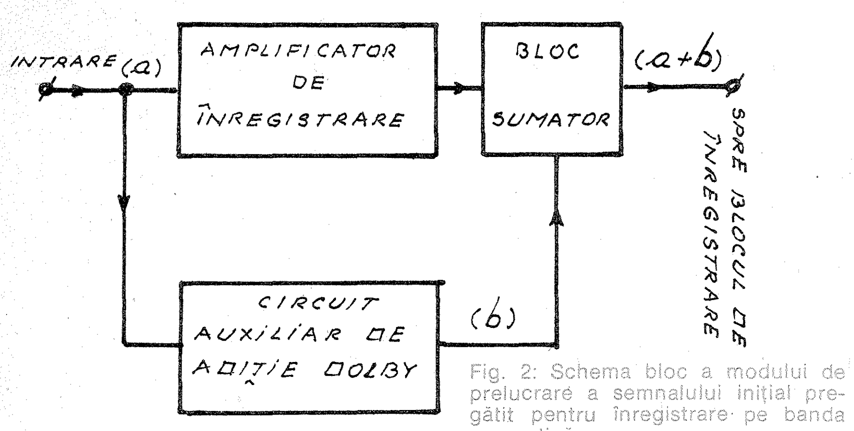


Fig. 2: Schema bloc a modului de prelucrare a semnalului inițial pregătit pentru înregistrare pe banda magnetică.

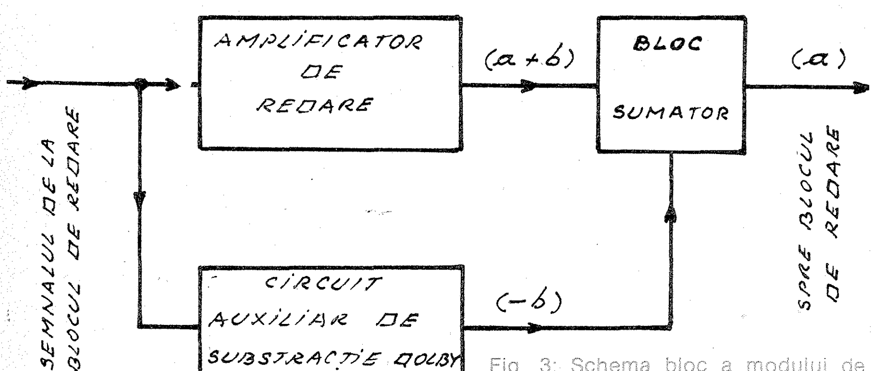


Fig. 3: Schema bloc a modului de prelucrare a semnalului preluat de pe banda magnetică.

și este mascat de pasajele fortissimo. Rezultă că pasajele pianissimo trebuie prelucrate în așa fel încît prin sistemul de înregistrare-redare al magnetofonului să eliminăm zgomotul de fond. În timpul înregistrării, cînd apare un pasaj muzical pianissimo, amplitudinea lui se mărește artificial și ulterior el se înregistrează. La redare se procedează invers, micșorînd amplitudinea mărită artificial a semnalului audio util, în așa fel încît semnalul final să fie identic cu cel inițial. De aici rezultă modul în care este eliminat zgomotul de fond. La înregistrare, zgomotul de fond, care ar fi fost comparabil cu semnalul audio util (semnalul pianissimo), este cu 8—10 dB mai mic decît el, deoarece semnalul audio de amplitudine mică a fost mărit artificial. La redare, semnalul audio mărit artificial (pianissimo) este micșorat pentru a fi redat în mod normal, dar în același timp este micșorat și zgomotul de fond înregistrat odată cu el, tot cu 8—10 dB, deoarece zgomotul de fond face parte din semnalul deja înregistrat. În acest fel sistemul permite ameliorarea raportului semnal-zgomot cu 8—10 dB.

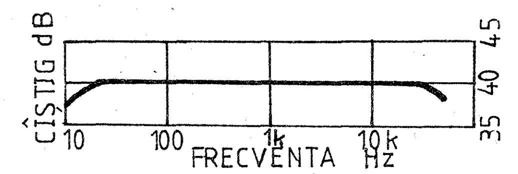
Principiul fiind explicat, urmează să vedem modul de funcționare electronică a acestui sistem. La înregistrare, sistemul electronic se poate concepe relativ ușor, deoarece, teoretic, ajunge să realizăm o expansiune dinamică a semnalelor electrice slabe, lăsînd nemodificate semnalele electrice puternice. La redare, problema se complică, deoarece trebuie să știm **cînd** să efectuăm compresia semnalului electric și **cu cît** să compresăm pentru a egala gradul de expansiune, în scopul redării unui semnal identic cu cel inițial. Deci apare obligatorie folosirea unui sistem electronic prevăzut cu un algoritm de așa natură încît să includă elementele prezentate anterior, caracteristice înregistrării și redării.

Să urmărim diagramele prezentate în figura 1. Ele reprezintă modul „de corectare" a semnalului audio inițial, ce urmează a fi înregistrat. Nivelul de 0 dB corespunde semnalului electric de amplitudine maximă (fortissimo). Nivelul de —40 dB corespunde semnalului de amplitudine minimă (de 100 de ori mai mic decît semnalul maxim). La 0 dB nu se face nici o corecție. La —10 dB se face o expansiune de +2 dB la frecvența de 2 000 Hz, acțiunea de expansiune pornind de la frecvența de 500 Hz. Pentru un nivel de intrare al semnalului util de —20 dB, expansiunea este de ordinul a +5 dB pentru frecvența de 2 000 Hz, pornind tot de la frecvența de 500 Hz. Pentru un nivel minim de —40 dB, expansiunea prezintă un nivel de +8 dB la 2 000 Hz, pornind de la 200 Hz, iar la frecvența de 10 000 Hz expansiunea atinge nivelul de +12 dB. Este ușor de văzut că expansiunea este maximă către frecvențele înalte și nivelul mic al semnalului audio, deoarece aici spectrul zgomotului de fond are ponderea cea mai mare. La redare este prevăzut un dispozitiv electronic care execută riguros identic gradele de comprimare a semnalului audio înregistrat, pentru obținerea semnalului audio inițial (nemodificat).

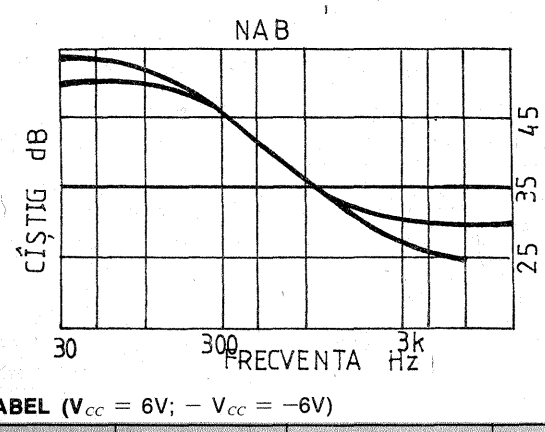
O explicare și mai clară a sistemului este oferită de schemele bloc prezentate în figurile 2 și 3. În timpul înregistrării (fig. 2), o parte a semnalului audio, amplificată suplimentar, este „adăugată" semnalului inițial, adăugare care urmărește sistemul de codificare prezentat în figura 1. Urmărind schema bloc din figura 2, se observă că semnalul inițial este repartizat pe două căi. Calea principală nu modifică semnalul inițial (semnalul a). Calea auxiliară selecționează componentele de amplitudine mică și cu frecvența ridicată (pornind de la 100 Hz) ce trebuie adăugate la semnalul principal (semnalul b), urmărindu-se obținerea semnalului destinat înregistrării, conform algoritmului prezentat în figura 1 (semnal a + b).

Să analizăm acum schema bloc a circuitului auxiliar (fig. 4). Semnalul inițial se aplică unui filtru trece-sus fix (F_1), unde de la început se elimină componentele de frecvență joasă. În continuare semnalul conține numai componente de frecvențe medii-înalte. Ulterior, semnalul corectat se aplică unui filtru trece-sus variabil și apoi unui amplificator de ieșire, A_1. În funcție de amplitudinea semnalului de intrare se reglează panta filtrului variabil trece-sus, F_2. Astfel, semnalul care se găsește la ieșirea filtrului F_1 comandă în același timp și intrarea amplificatorului A_2, după care semnalul de ieșire din A_2 este redresat în blocul redresor și aplicat unui integrator neliniar. Acesta comandă în final panta variabilă a filtrului trece-sus. Rezultă imediat funcționarea circuitului auxiliar. La semnale mari de frecvență medie-înaltă, acestea sînt amplificate puternic de amplificatorul A_2, redresate în blocul redresor și aplicate blocului integrator neliniar, care comandă blocarea filtrului F_2. În acest caz la ieșirea amplificatorului A_1 nu avem semnal auxiliar (semnalul b). Rezultă că pentru semnale inițiale de intrare care conțin un spectru de frecvențe medii-înalte cu amplitudine mare, blocul auxiliar nu adaugă la semnalul pentru înregistrare un semnal suplimentar. La semnale mici de frecvență medie-înaltă, acestea sînt amplificate insuficient de blocul A_2, redresate de blocul redresor, aplicate integratorului neliniar care nu „blochează" decît într-o măsură mică filtrul F_2. Deci semnalele de frecvență medie-înaltă trec prin filtrul F_2 și, ulterior, amplificate de amplificatorul A_1, se însumează cu semnalul inițial (apare semnalul b). Astfel se obține semnalul destinat înregistrării, care evident este acum „amplificat" în spectrul frecvențelor medii-înalte de amplitudine mică. Repetăm că amplificarea suplimentară a semnalului electric inițial se face conform algoritmului prezentat în figura 1, în mod continuu. La redare (fig.3), un sistem de codificare identic cu cel utilizat la înregistrare permite identificarea amplificării suplimentare a frecvențelor medii-înalte (semnalul b). Semnalul amplificat suplimentar este „scăzut" din semnalul înregistrat și deci la ieșirea din amplificator obținem semnalul original (semnalul a). Se observă în acest caz plasarea amplificatorului auxiliar într-o buclă de contrareacție, în opoziție de fază cu semnalul înregistrat, deci prin însumarea lor obținem semnalul inițial (a), neafectat de zgomotul de fond.

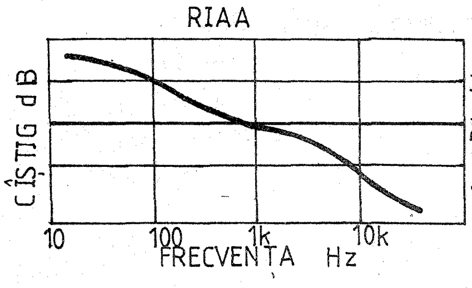
BIBLIOGRAFIE:
Le Haut Parleur, nr. 1604



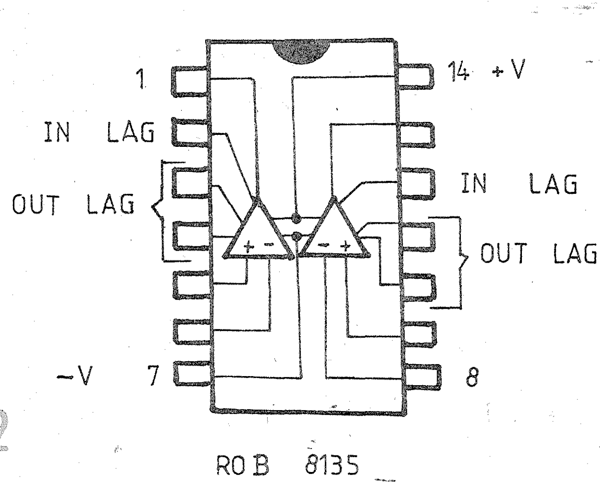
4



3



2



TABEL (V_{CC} = 6V; $-V_{CC}$ = −6V)

Comutator SURSĂ	Egalizare	Cîștig în tensiune	Observații
1	RIAA	34 dB/1 kHz	Sensibilitate 2 mV
2	NAB	35 dB/1 kHz	V = 9 cm/s, C = 1,5 nF V = 19 cm/s, C = 910 pF
3	(liniar)	40 dB/1 kHz	Excursie maximă la ieșire 5 V ef

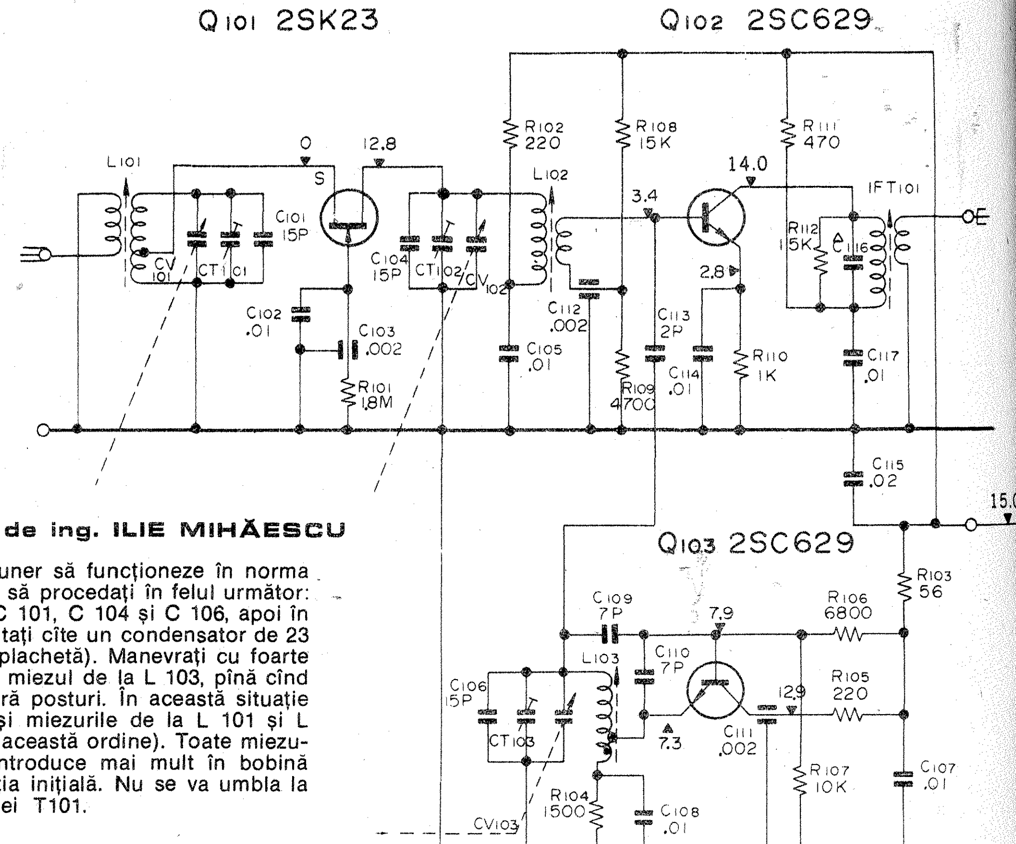
relor surse de semnal: picup cu doză magnetică (PHONO), cap magnetofon sau casetofon (TAPE), microfon dinamic (MIC).

Selectarea sursei de semnal, implicit a corecțiilor de egalizare și a sensibilității, se face cu ajutorul comutatorului dual SURSĂ. Performanțele preamplificatorului și condițiile de operare sînt trecute în tabel. Curbele de egalizare corespunzătoare sînt prezentate în figurile 2, 3 și 4.

Dată fiind sensibilitatea ridicată a circuitului, se face observația că performanțele generale ale acestui preamplificator sînt direct legate de soluția constructivă adoptată. Regulile de proiectare a circuitelor imprimate pentru montaje funcționînd cu niveluri mici la intrare (tipic 2 mV/50 kΩ) trebuie riguros respectate.

Componentele externe pasive vor fi alese corespunzător (rezistoarele de tip peliculă metalică, condensatoarele de tip stiroflex sau ceramice, iar condensatoarele electrolitice cu tantal).

Multiplelor probleme tehnice solicitate de cititorii redacției vine să le dea răspuns rubrica de față.
După cum se poate constata, acordăm prioritate solicitărilor ce au ca obiectiv întreținerea și repararea aparaturii electrocasnice, refolosirea și reutilizarea aparatelor și componentelor de producție mai veche și, în același timp, solicitărilor legate de economisirea energiei (sub toate aspectele).
Dialogul cu tinerii constructori amatori va cuprinde cele mai diverse domenii de electronică, electrotehnică, mecanică, fototehnică.



Pagini realizate de ing. ILIE MIHĂESCU

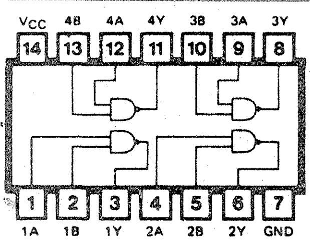
ANGHEL MARIUS — CONSTANȚA

Reconstituirea părții de FM a receptorului dv. nu este prea complicată. Trebuie să urmăriți cu atenție cablajul imprimat și acolo unde lipsesc unele trasee să le refaceți cu sîrmă.

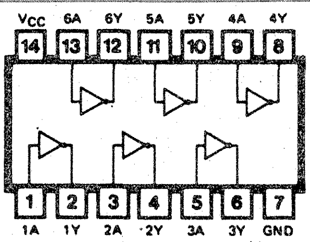
O schemă aproximativă cu piesele indicate o publicăm alăturat (provine tot de la un receptor japonez) care vă poate ajuta în această operație.

Alimentarea este cu 15 V, iar bobinele circuitelor oscilante au miez magnetic.

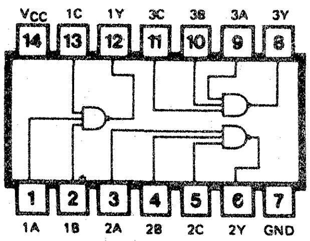
Ca acest tuner să funcționeze în norma OIRT trebuie să procedați în felul următor: deconectați C 101, C 104 și C 106, apoi în locul lor montați cîte un condensator de 23 pF (tot mic, plachetă). Manevrați cu foarte multă atenție miezul de la L 103, pînă cînd încep să apară posturi. În această situație se reglează și miezurile de la L 101 și L 102 (chiar în această ordine). Toate miezurile se vor introduce mai mult în bobină față de situația inițială. Nu se va umbla la miezul bobinei T101.



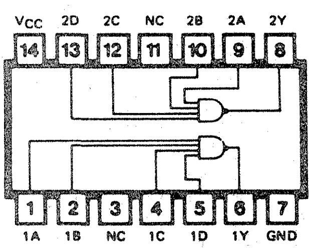
SN7400



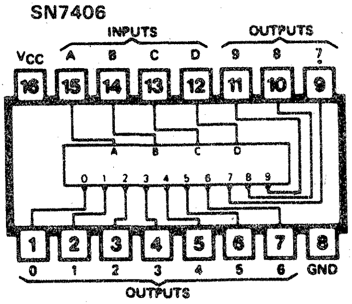
SN7406



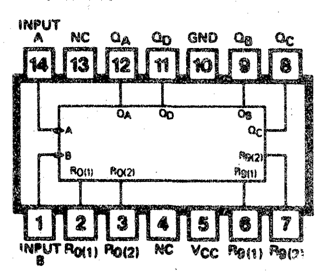
SN7410



SN7420



SN7442



SN7490

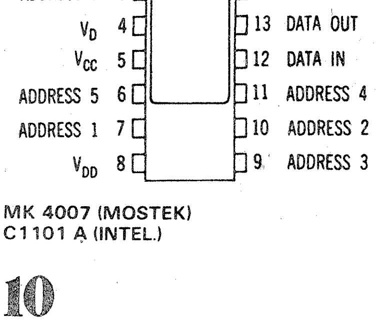
SZATMARY CAROL — BRAȘOV

Toate circuitele ce le posedați se construiesc și în țara noastră și au echivalențe directe astfel: SN7400 = CDB400; SN7420 = CDB420; SN7406 = CDB 406; SN7442 = CDB442; SN7410 = CDB410; SN7490 = CDB490.

Ca să fiți siguri de conectare, vă prezentăm și un desen cu modul general de citire a terminalelor la un circuit cu 14 terminale. Circuitul integrat se așază cu terminalele în jos și se privește capsula de sus. Pe capsulă există totdeauna un semn în relief la unul din capete. Din stînga acestui semn, în sens trigonometric, se numără terminalele. În unele cazuri terminalul (pinul) 1 are în dreptul său și un punct.

TEODORESCU PETRE — BUCUREȘTI

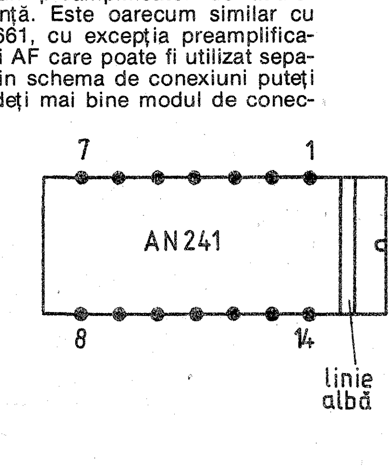
Conexiunile sînt valabile numai pentru tipurile de memorie indicate, C1101A și MK4007. TMS1101NC are o singură tensiune pentru V_D și V_{DD}, de —10 V.

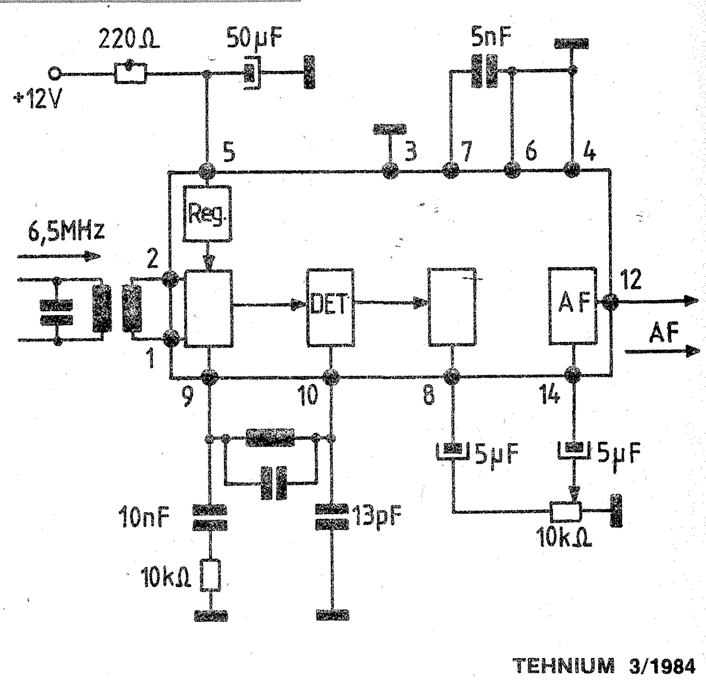


MK 4007 (MOSTEK)
C1101 A (INTEL)

DULGHERU MIHAI — PIATRA NEAMȚ

Circuitul integrat AN241 (produs Matsushita) conține un detector MF plus un preamplificator de audiofrecvență. Este oarecum similar cu TAA 661, cu excepția preamplificatorului AF care poate fi utilizat separat. Din schema de conexiuni puteți să vedeți mai bine modul de conectare.



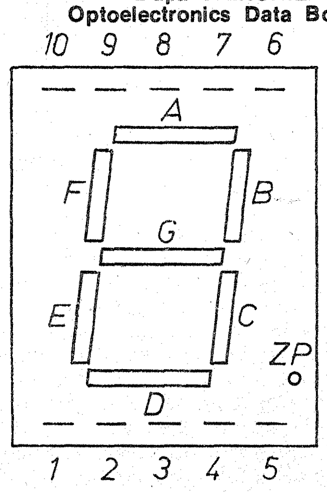


DORNEAN SILVIU — ORADEA

FND 500 este format din 7 segmente LED-GaAsP (înălțimea fiecărui segment fiind de 0,5 inch), de tipul cu catod comun. Aceasta impune ca după ieșirile decodorului 447 să montați porți inversoare CDB404.

Conexiunile la capsulă sînt: 1—segment E; 2—segment D; 3—catod comun; 4—segment C; 5—punct zecimal; 6—segment B; 7—segment A; 8—catod comun; 9—segment F; 10—segment G.

După FAIRCHILD — Optoelectronics Data Book



LEONTE DUMITRU — BÎRLAD

La televizorul „Grigorescu" se poate înlocui în etajul final linii tubul PL 36 cu tubul PL 500.

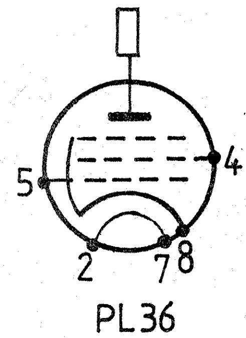
Operația nu este nici grea și nici periculoasă.

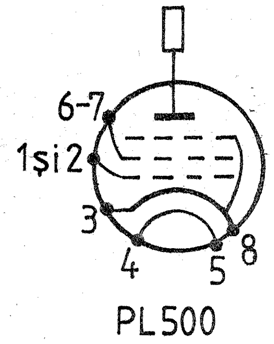
Tubul PL 36 are tensiunea de filament de 25 V, iar PL 500 are 27 V. Nici în circuitele de filament și nici în celelalte circuite din televizor nu se operează vreo modificare.

Trebuie să luați un soclu pentru PL 500 de la care, cu fire (foarte bine izolate), îl conectați la un culot de PL 36, ținînd cont de fiecare electrod în parte. Ambele tuburi au anodul la căpăcel.

Vă prezentăm și legăturile la soclu pentru cele două pentode.

Deci se leagă astfel între PL 500 și PL 36:
4 → 2, 5 → 7, 1 + 2 → 5, 6 + 7 → 4, 3 + 8 → 8.





Piciorușele de la culot se încălzesc cu ciocanul și se scot capetele de sîrmă rămasă de la vechile legături; se îndepărtează și cositorul din ele cu un chibrit ascuțit.

Firele de interconexiune se cositoresc întîi de soclul tubului PL 500, apoi pe fiecare fir se trage cîte o bucată de tub izolator (1—2 cm), după care, ținînd cont de electrozi, se introduc pe rînd firele în picioarele culotului de care se cositoresc.

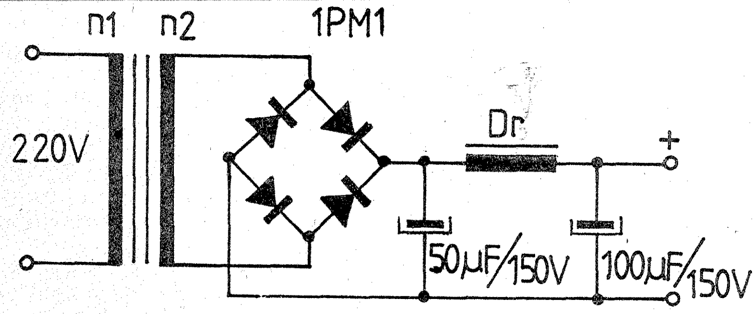
TOMA TEODOR — JUD. ARAD

Alimentarea receptorului „Unirea" de la rețea se poate efectua prin intermediul schemei alăturate.

Transformatorul se construiește pe un miez cu secțiunea de 6 cm², unde în primar (n1) se bobinează 1 850 de spire din CuEm cu diametrul de 0,2 mm, iar în secundar (n2) se bobinează 500 de spire CuEm cu diametrul de 0,25 mm.

Secundarul se cuplează la o punte 1PM1 sau la 4 diode 1N4004 (sau echivalente).

Filtrarea tensiunii redresate se face cu două condensatoare electrolitice și un drosel. Droselul este construit pe un miez de fier cu secțiunea de 4—5 cm² pe care se bobinează sîrmă CuEm 0,3—0,35 mm cît permite fereastra miezului. În locul droselului poate fi folosit și un rezistor de 1 kΩ/2 W.



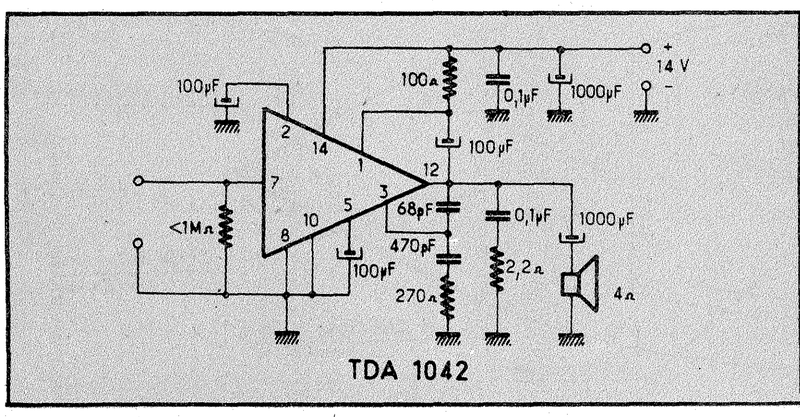
DENEȘ CAROL — TG. OCNA

TDA 1042 este amplificator de audiofrecvență ce se poate alimenta cu tensiune cuprinsă între 9 și 18 V. La tensiunea de 14 V și sarcina de 4Ω, circuitul debitează 10 W.

Curentul de repaus este de aproximativ 25 mA, iar curentul maxim de ieșire nu trebuie să depășească 3,5 A.

Ca să vă dați seama de starea acestui circuit, cuplați un ampermetru în serie cu alimentarea; dacă instrumentul va indica un curent de peste 500 mA și TDA 1042 se încălzește, înseamnă că acest circuit este defect și, bineînțeles, trebuie înlocuit.

În lipsa lui TDA 1042 se poate face separat un circuit cu TBA810AS.



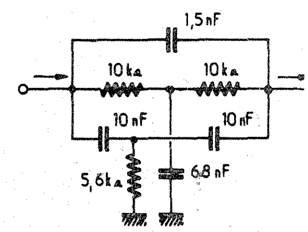
STAN EMIL — PLOIEȘTI

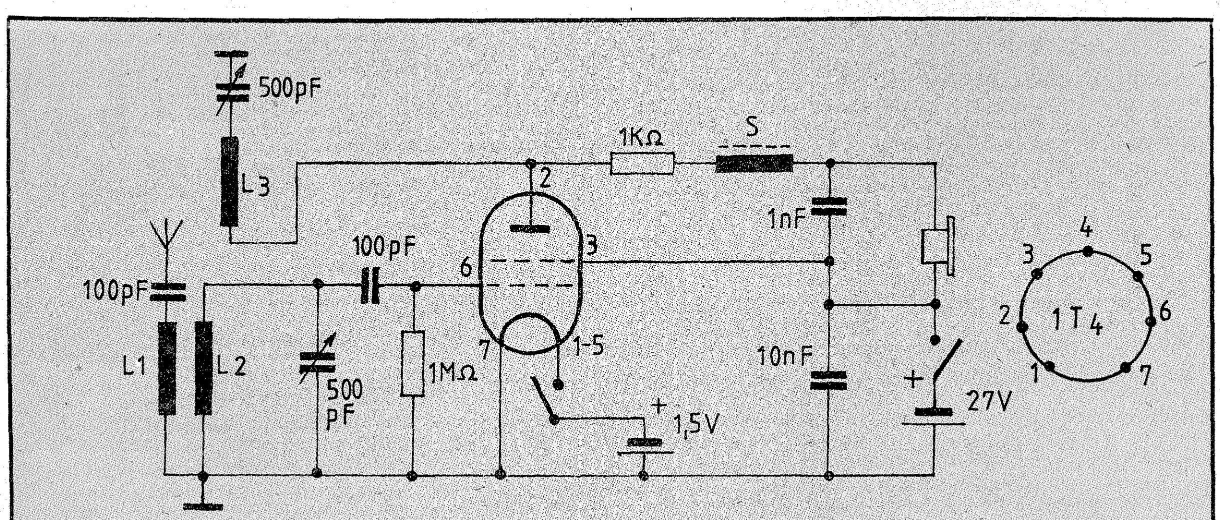
Sunetele de frecvențe joase și înalte pot fi scoase în evidență chiar dacă la amplificator nu este instalat sistem de corectare a caracteristicii de frecvență.

Construiți filtrul RC din figura alăturată și intercalați-l între preamplificator și amplificator.

Se construiește cîte un exemplar pentru fiecare canal.

Efectul acestui filtru constă în atenuarea frecvențelor medii. Cel mai comod este cuplarea filtrului chiar la potențiometrul de volum.





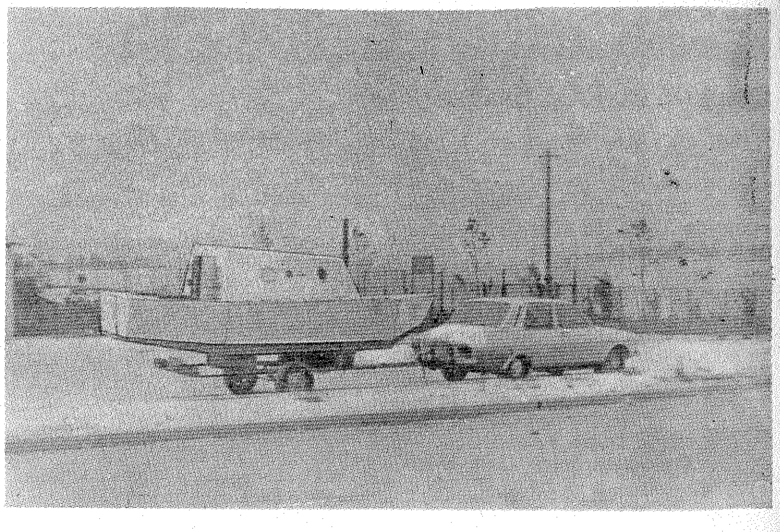
DELEANU VIOREL — JUD. BOTOȘANI

Cu un tub electronic miniatură de la fostele radioreceptoare alimentate la baterii, de tipul 1T4, se poate realiza un miniradioreceptor după schema alăturată. Montajul este de tip detector cu reacție, la care audiția se face într-o cască cu impedanța de cel puțin 50 Ω. Bobinele se construiesc pe o carcasă de carton sau material plastic cu diametrul de 8—12 mm. Bobinajul este spiră lîngă spiră, pe un singur strat.

Pentru gama undelor medii se va bobina astfel: L_1 (bobina de cuplaj a antenei) are 15 spire CuEm 0,2; L_2 are 95 de spire CuEm 0,2; L_3 are 20 de spire CuEm 0,2. Șocul de radiofrecvență S are 250 de spire CuEm 0,1 sau liță de radiofrecvență bobinate pe o carcasă cu miez de ferită sau ferocart.

TEHNICĂ ȘI SPORT

AMBARCAȚIE-RULOTĂ



Ing. NICOLAE CARP

Propun celor ce iubesc la fel de mult sporturile nautice și drumețiile realizarea unui velier sau șalupă cu motor cu cabină (două cușete), transformabil cu relativă ușurință într-o mică rulotă.

Materialele și dimensiunile din desenele alăturate conduc la o greutate totală a construcției de circa 400 kg, tractabilă deci pe o remorcă ușoară pe două roți, atașabilă la „Dacia" 1300.

Principiul constructiv adoptat a fost următorul: coca ambarcației se obține prin atașarea, unuî de altul, a trei corpuri independente, etanșe, numite bloc-secție prova, bloc-secție median și bloc-secție pupa, rigidizate pentru a forma un corp comun cu cîte 4 buloane ∅ 10 mm și rondele de cauciuc de 2—3 mm grosime petrecute pe buloane între planurile de separație dintre corpuri, în secțiunile A și B. Rondelele de cauciuc opresc pătrunderea apei prin găurile ∅ 11 mm practicate în plăcile de separație, orificii așezate astfel: două la baza plăcilor și cîte unul la partea superioară a montanților din babord și tribord ai ramelor de stejar 40 x 40 mm ce întăresc plăcile de separație pe contur. Evident, găurile practicate vor trebui să fie coaxiale.

Prin scoaterea buloanelor de rigidizare se pot îndepărta bloc-secțiile pupa și prova, corpul median așezat pe remorca ușoară putînd fi utilizat ca rulotă pentru două persoane.

Coastele C1, C2, C3, C4, împreună cu ramele de stejar de pe conturul plăcilor de separație, sînt suficiente pentru a se determina curbura corpului median și a da soliditatea necesară întregului ansamblu.

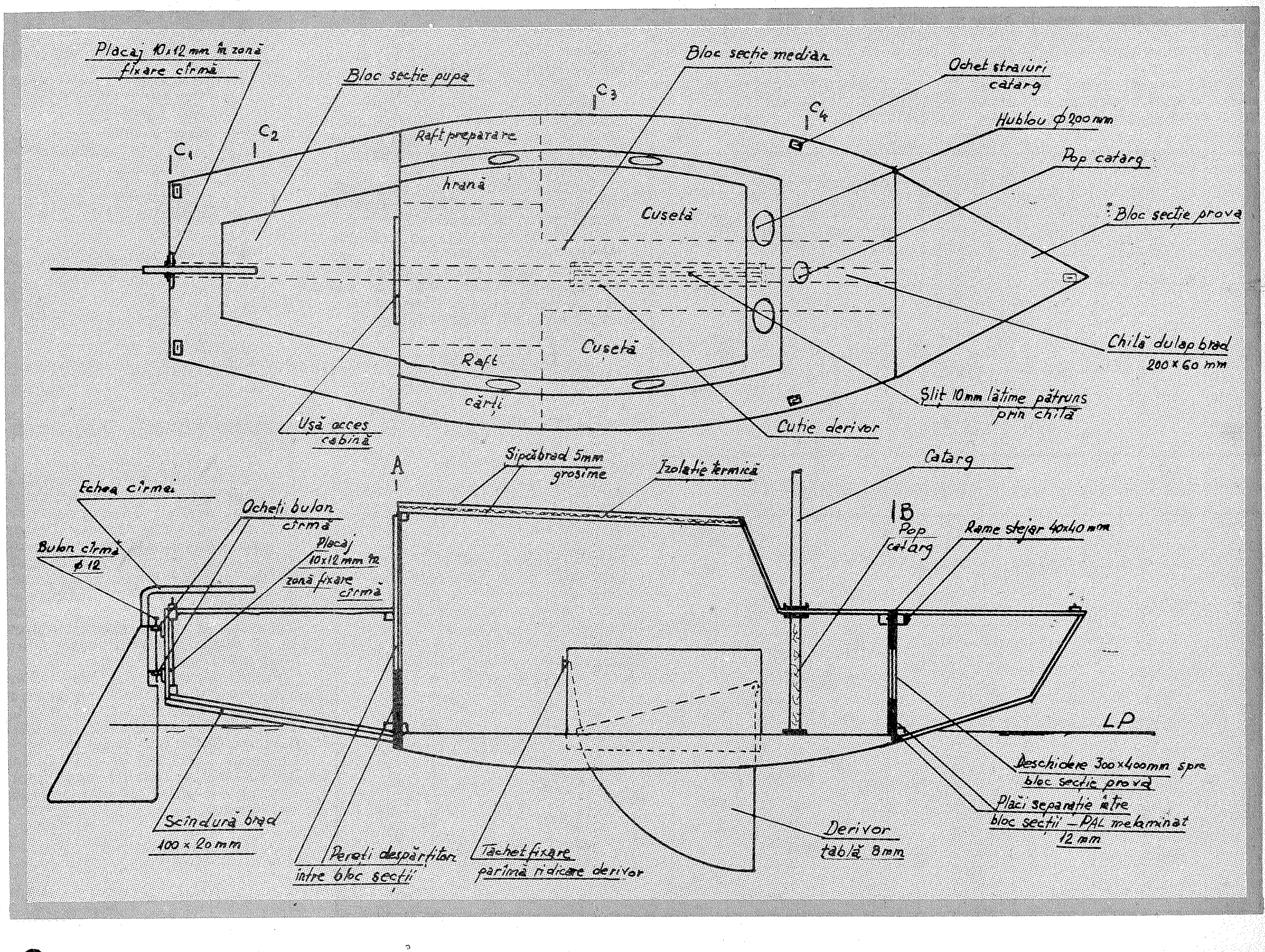
Puntea și bordajele se realizează din scînduri de brad de 10 mm grosime și 50—60 mm lățime, îmbinate cu nut și feder. La chituirea rosturilor se poate utiliza un chit din praf de cretă frecat în ulei de in. După uscarea chitului, atît la exterior cît și la interior se întinde cu pensula un strat de rășini sintetice, realizat în două mîini. Se așteaptă întărirea rășinii și se freacă bine cu hîrtie abrazivă fața lucioasă rezultată, pentru a permite buna aderare a straturilor ulterioare de vopsea.

Este bine să se facă și o chituire la interior, mai ales pe zona de fund a cocii și pe pereții laterali pînă la 10—15 cm deasupra liniei de plutire. Dacă se poate procura rășină suficientă, este de mare folos aplicarea unui strat și în interior, pentru acoperirea chituirii și implicit asigurarea etanșeității întregii coci.

În cazul armării ambarcației ca velier, se execută cutia derivorului din tego de 12 mm grosime, în poziția arătată de desen, cu petrecerea pereților laterali ai cutiei peste chilă. Se va avea o deosebită grijă la închiderea cu chit a interstițiilor între cutia derivorului și chilă, zona aceasta fiind sub linia de plutire.

La lungimea totală a ambarcației de 5,20 m s-a utilizat un catarg de 6 m, amplasat deasupra popului arătat în desen, cu un ghiu de 2,70 m.

Dacă se renunță la vele și se adoptă varianta „șalupă cu motor", se elimină derivorul, cutia derivorului și cîrma, motorul out-bord de tip Veterok de 8—12 CP putînd să fie montat



cu ușurință pe etamboul ambarcației.

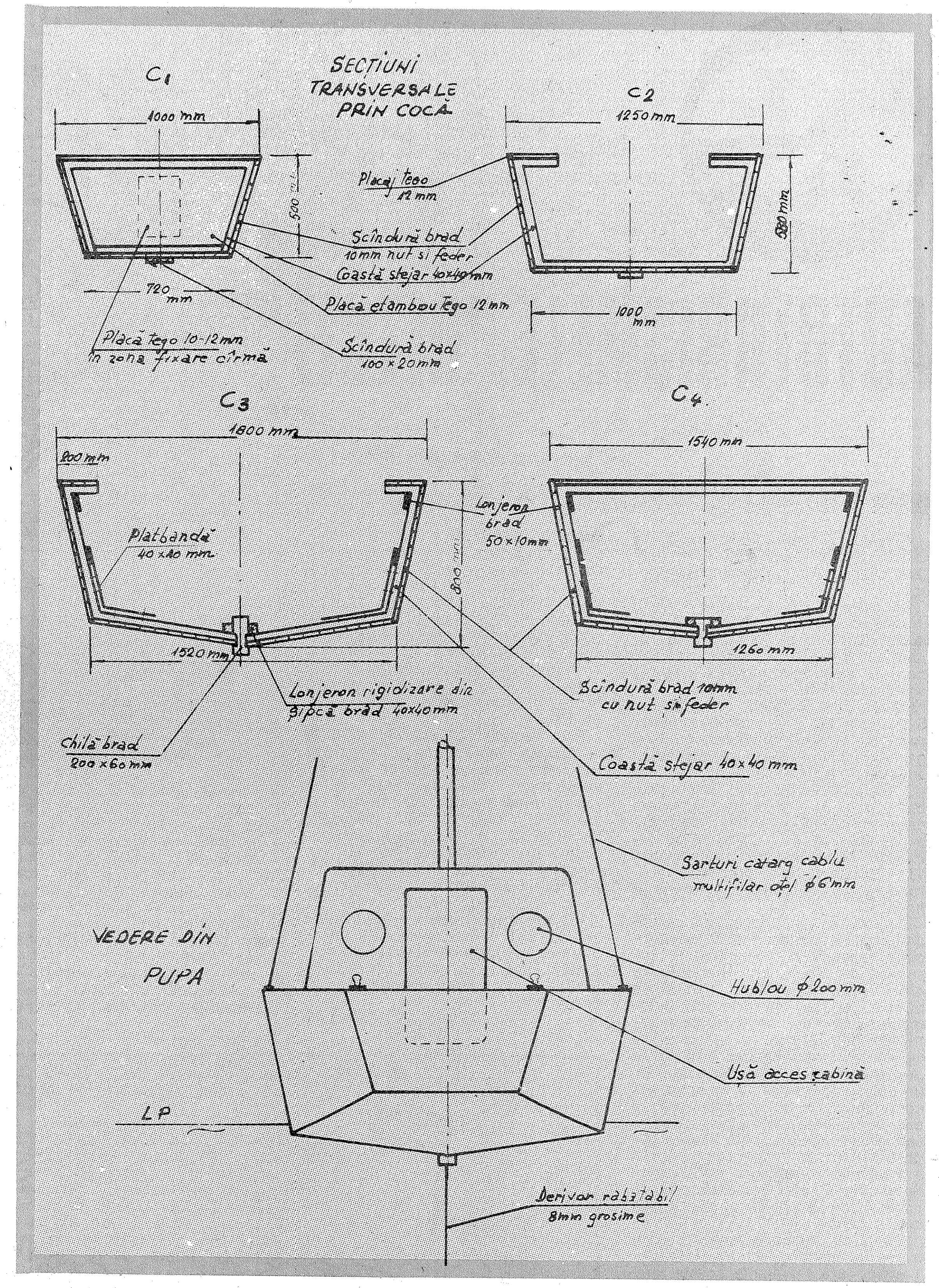
Indiferent de varianta aleasă, nu se va renunța la stratul izolator termic prevăzut în pereții cabinei. La execuția celor 8 hublouri s-a utilizat geam de 3 mm tăiat circular, peste care s-a aplicat o ramă în forma unei coroane circulare, executată din tablă de oțel de 2 mm, cromată, fixată peste ochiul de geam în patru șuruburi ∅ 6 mm, trecute prin pereții cabinei. Spațiul dintre cabină și ramă, determinat de grosimea geamului, a fost umplut cu frînghie de in muiată în rășină și înfășurată în jurul conturului exterior al geamului.

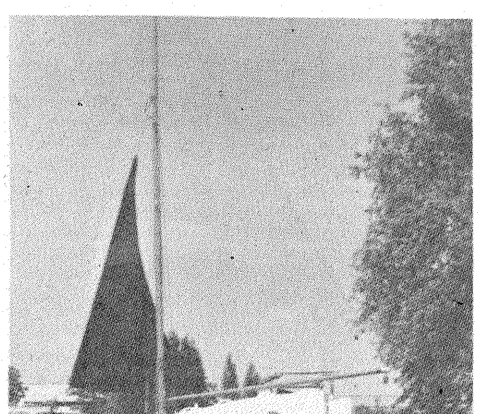
Ventilarea cabinei se face în bune condiții dacă pe acoperișul acesteia se atașează — deasupra unui orificiu corespunzător — o trompă (o pipă de ∅ 80—100 mm, înaltă de circa 200 mm), realizată într-un cot de țeavă neagră, sudat pe o flanșă.

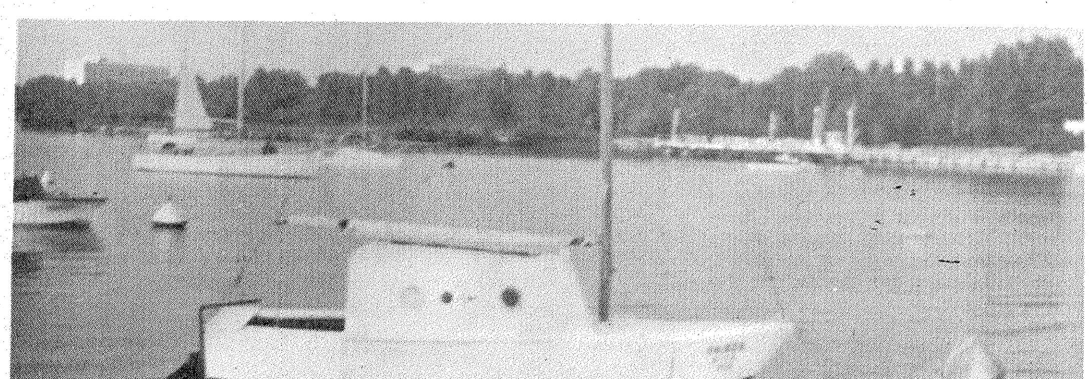
Pentru prepararea hranei în rulotă, se recomandă utilizarea spirtierelor cu spirt lichid (fără fitil) ce se găsesc în comerț. Nu dau miros, nu fac fum, sînt de mici dimensiuni și economice în utilizare.

Remorca ușoară pe două roți trebuie obligatoriu înscrisă în circulație și se dotează cu catadioptri, lămpi de semnalizare spate de „Dacia" 1300 și lampă pentru iluminat placa celui de-al treilea număr de circulație, același cu al automobilului care o tractează. La așezarea ambarcației pe rulotă se va avea grijă să se echilibreze cît mai bine sistemul astfel încît acesta să nu tragă în sus sau să apese prea mult pe nuca de cuplaj a dispozitivului de tractare, care de asemenea se găsește în comerț.

De menționat că, realizată în varianta velier, la dimensiunile date și în forme nu tocmai obișnuite din punct de vedere naval, ambarcația prezentată a dovedit ușurință în manevrare, o bună stabilitate și o surprinzător de bună urcare de vînt, cu o derivă minimă.







AUTOTURISMELE "OLTCIT"

INSTALAȚIA de FRÎNARE

Dr. ing. TRAIAN CANȚĂ

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Pe etrierul spate, dealtfel ca și pe cel din față, se află un șurub de purjare prevăzut cu un căpăcel protector.

Limitatorul de presiune 1 este montat în partea din spate stînga a autoturismului, pe circuitul de frînare spate (fig. 5) cu ajutorul suportului 10 și al șuruburilor 13. Întreg ansamblul este protejat cu o carcasă din plastic fixată pe caroserie. S-au notat cu : 1 — corpul limitatorului; 2 — ansamblul piston; 3 — garnitura pistonului; 4 — ansamblul supapă; 5, 6 — garniturile; 7 — dopul filetat; 8 — burduful pentru protecție praf; 9 — elementul acționare a pistonului; 10 — suportul de fixare a limitatorului; 11 — pîrghia de comandă; 12 — resortul compensator; 13 — șurubul; 14 — prezonul; 15 — rondela; 16 — resortul comandă limitator.

Limitatorul funcționează pe principiul egalizării presiunilor în două incinte separate prin intermediul unei supape cu bilă și arc. În prima incintă presiunea este creată de pompa centrală de frînă prin intermediul lichidului de frînă care pătrunde prin orificiul O. Contrapresiunea la nivelul supapei este creată prin intermediul forței dezvoltate de un arc compensator 12 cu acționare continuă și un arc de comandă 16 care acționează pe măsura creșterii sarcinii pe puntea spate asupra pîrghiei 11. În continuare, împingătorul 9 transmite forța celor două arcuri la pistonul 2, care comandă bila supapei 4, ce se află în poziția a normal deschisă.

Odată cu creșterea presiunii la intrarea în limitator, asupra pistonului 2 acționează rezultanta acestei presiuni care este echilibrată de către forțele dezvoltate de resortul compensator și de comandă. Presiunea la ieșirile O_1 și O_2 crește pînă în momentul echilibrării celor două forțe, moment în care bila supapei închide accesul lichidului și deci creșterea presiunii în sistemul de frînare spate.

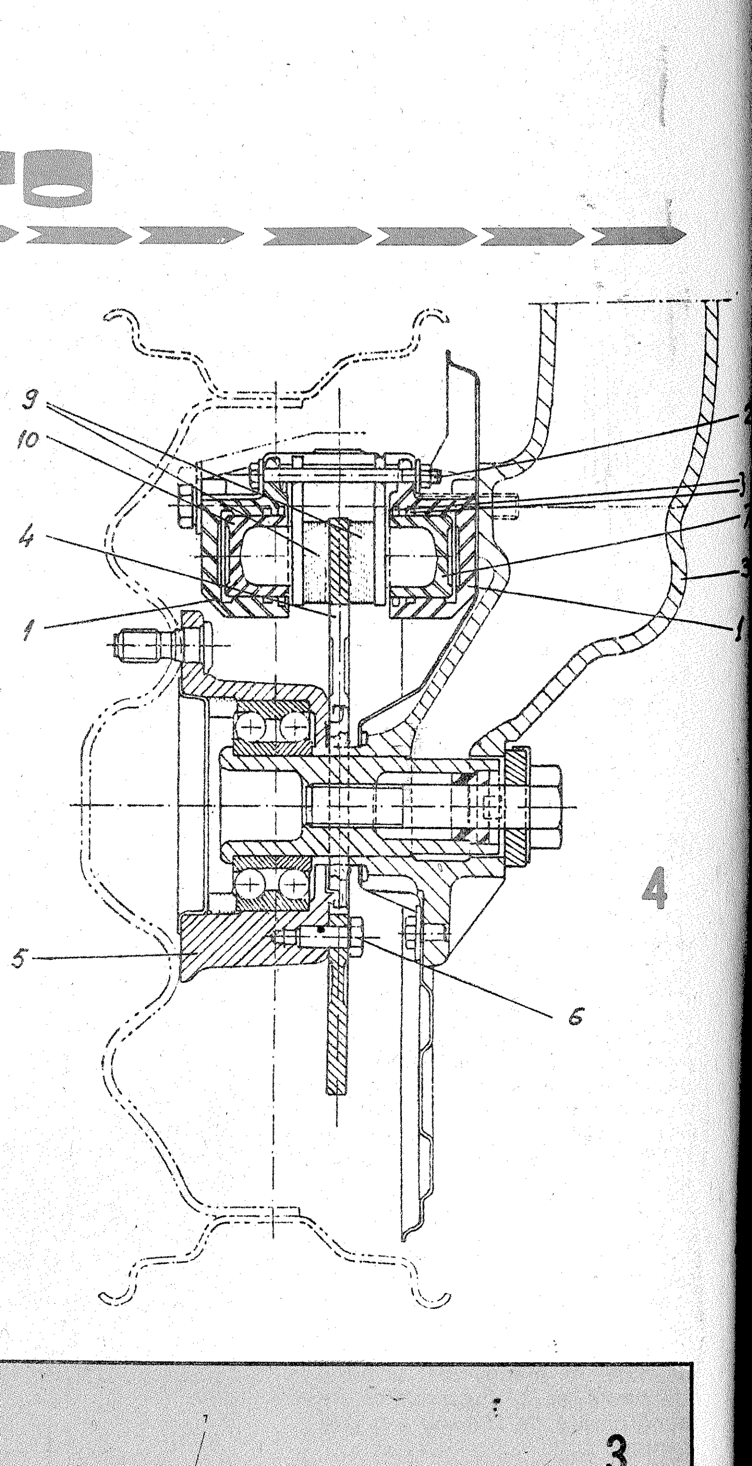
Orice creștere a sarcinii pe puntea spate conduce la creșterea forței dezvoltate de către resortul de comandă și automat o creștere a presiunii în sistemul de frînare spate. La reducerea presiunii la intrarea O (prin ridicarea piciorului de pe pedala de frînă), echilibrul celor două forțe care acționează asupra pistonului 2 se strică și, în consecință, supapa este deschisă de către pistonul 2, obținîndu-se reducerea presiunii în circuitul spate.

În timpul frînării, schimbarea poziției caroseriei față de puntea spate nu mai influențează valoarea presiunii în circuitul spate. Forța dezvoltată de resorturile de comandă și compensator este astfel calculată încît blocarea roților spate să fie evitată în timpul procesului de frînare.

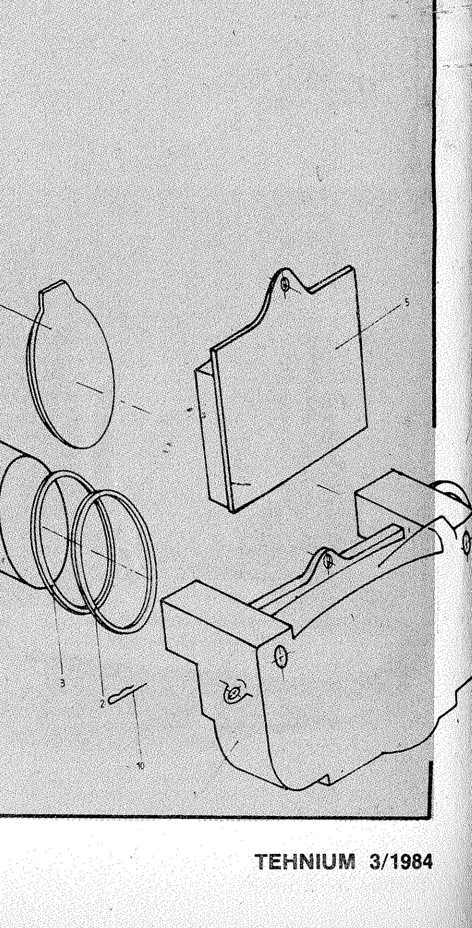
Frîna de securitate este independentă de sistemul de frînare principal, fiind formată dintr-un ansamblu de piese prezentate în figura 6, după cum urmează: 1 — levierul complet; 2 — mînerul; 3 — cablul; 4 — bucșa crestată; 5, 6 — piulițele; 7, 11, 17 — șuruburile; 8, 16 — rondelele; 9 — agrafa; 10 — levierul; 12 — axul; 13 — cama; 14 — resortul de readucere a levierului; 15 — setul de plăcuțe frînă; 18 — resortul de menținere a plăcuțelor.

Prin deplasarea mînerului 2, fixat — clasic — la podeaua autoturismului, între scaunele față, cu ajutorul șuruburilor 7, se acționează cablurile de frînă 3 care, prin rotirea camei 13 (fig. 6a), blochează plăcuțele de frînă 15 pe discurile frînei față. Cele patru plăcuțe de frînă 15 sînt montate în blocul etrier de frînă față. Frîna de securitate are raportul de demultiplicare 37,68.

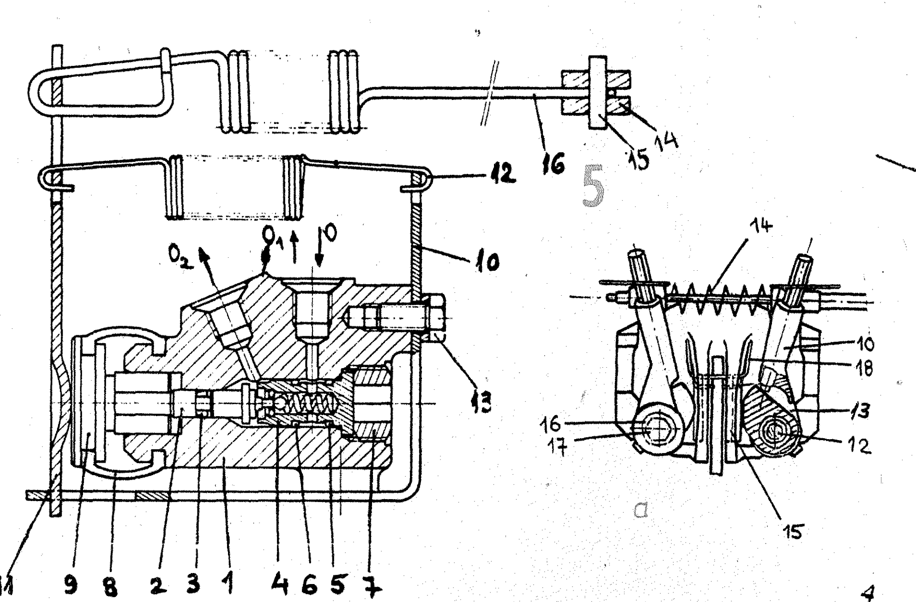
Instalația de frînare a autoturismelor OLTCIT a fost omologată internațional conform regulamentului european ECE 13 de către „Citroën" la Institutul de mine Monthlery — Franța.



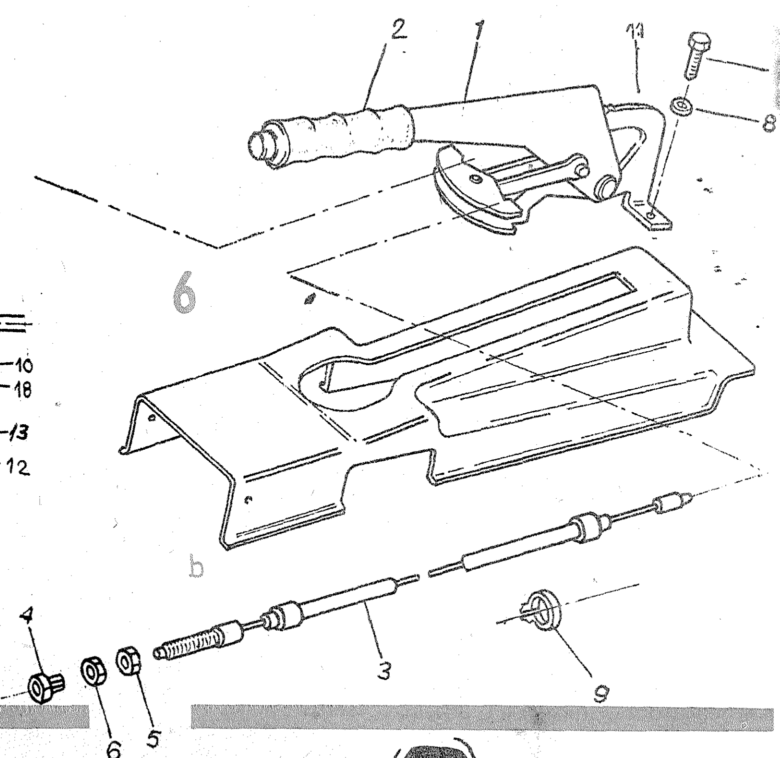
4



3



5



6

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

LADA: REGLAJUL DIRECȚIEI

Dr. ing. MIHAI STRATULAT

Ca la orice alt automobil dealtfel, mecanismul de direcție al autoturismelor LADA reprezintă o structură relativ gingașă, foarte sensibilă la tratamentul brutal. O denivelare atacată în regim ridicat de viteză sau contactul, în aparență blînd, al uneia din roțile anterioare cu bordura la executarea unui viraj sînt cauze care aproape sigur fac ca după cca 1 000 km de rulaj să apară uzuri premature ale unor anvelope, iar stabilitatea vehiculului să se înrăutățească. Asemenea efecte pot apărea însă cu timpul, după o perioadă mai mare de rulaj și în mod natural, ca urmare a slăbirii stringerii unor elemente ale direcției sau punților.

Iată deci motive temeinice care justifică atenția ce trebuie acordată verificării periodice a așezării corecte a roților pe sol. Trebuie să se rețină că, chiar dacă nu s-au produs evenimente deosebite care să atenteze la corectitudinea așezării roților, controalele ce se vor descrie este bine să fie făcute la fiecare 10 000 km de rulaj.

Pentru autovehiculele actuale cu mecanisme de direcție și punți complicate, la care se impune un înalt grad de securitate a circulației în condițiile unui trafic efectuat în alură vie, verificarea unghiurilor direcției este o operație destul de complicată și fină. Această considerație este susținută de observația că pe timpul efectuării verificării se cere măsurarea cu mare precizie a unor dimensiuni în zone greu accesibile și prin operații complexe. Astfel, în cadrul unei operații complete se impune măsurarea unghiurilor de carosaj (cădere), convergenței, unghiului de înclinare longitudinală a pivotului fuzetei (unghiul de fugă) și celui de înclinare transversală a acestuia. Măsurarea lor cu exactitate necesită existența unei aparaturi complexe și, bineînțeles, a unui personal specializat.

Totuși, controlul periodic al corectitudinii așezării roților directoare pe sol se poate face, fără mari pretenții de precizie, de către fiecare amator. În orice caz, verificarea se impune cu necesitate ori de cîte ori roțile punții din față au fost supuse unor șocuri chiar aparent neimportante.

Înainte de începerea verificării trebuie să se controleze cu atenție starea elementelor componente ale direcției și punții din față, care influențează nemijlocit posibilitatea și stabilitatea reglajelor. Este vorba în primul rînd de rulmenții roților din față, jocul în articulațiile barei de conexiune, gradul de uzură al pneurilor și presiunea din ele, fermitatea fixărilor și stringerilor diferitelor detalii. Numai după înlăturarea defecțiunilor constatate se poate trece la controlul geometriei direcției, avînd garanția obținerii unor rezultate corecte.

Este necesar să se rețină că ambele roți de direcție trebuie să fie în stare tehnică bună, cu același grad de uzură și, în mod obligatoriu, de același tip.

În al doilea rînd se va face un control al stării bucșelor de cauciuc ale articulațiilor barelor de reacție ale punții din spate, făcînd remedierile eventual necesare — și aceasta deoarece metoda ce se va prezenta se bazează pe așezarea corectă a roților acestei punți.

În sfîrșit, se va efectua controlul presiunii în pneuri, care se va extinde și la roțile din spate, ținînd seama că acest parametru trebuie să aibă valorile impuse de uzină sau poate fi superior cu 0,1 kgf/cm².

Pentru efectuarea măsurătorilor sînt necesare o riglă gradată cu lungimea de cel puțin 10 cm, un fir cu plumb și o sfoară lungă de aproximativ 3 m.

Cu ajutorul acestora se poate realiza un control aproximativ al unghiului de cădere (carosaj) și al convergenței roților directoare.

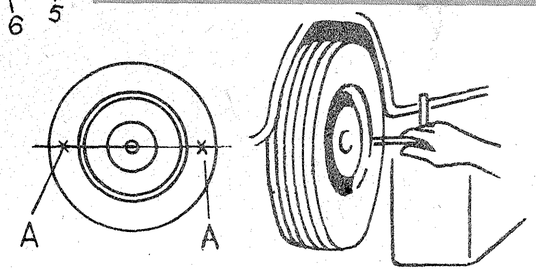
În vederea efectuării controlului, automobilul se aduce pe o suprafață plană orizontală, care, pentru ușurința accesului la punctele de reglare, este bine să fie prevăzută cu un canal de vizitare.

VERIFICAREA UNGHIULUI DE CĂDERE

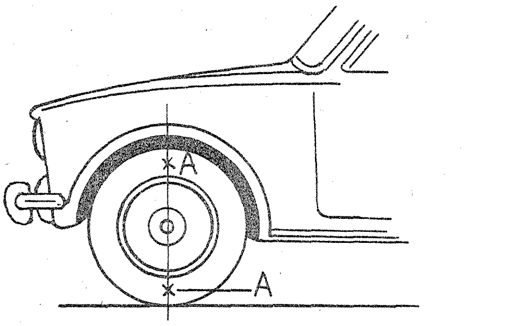
Precum se știe, unghiul de cădere sau de carosaj al roților din față exprimă înclinarea laterală a acestora în raport cu verticala. Pentru verificarea acestui parametru geometric se suspendă roțile din față și se determină punctele de bătaie maximă; perpendicular pe direcția acestora se marchează cu o cretă pe flancul anvelopei două repere diametral opuse, A, care reprezintă punctele de fulaj egal sau zero, așa cum se arată în figura 1.

Apoi se învîrtesc roțile astfel încît reperele marcate mai înainte să fie dispuse după o linie verticală, așa cum se arată în figura 2.

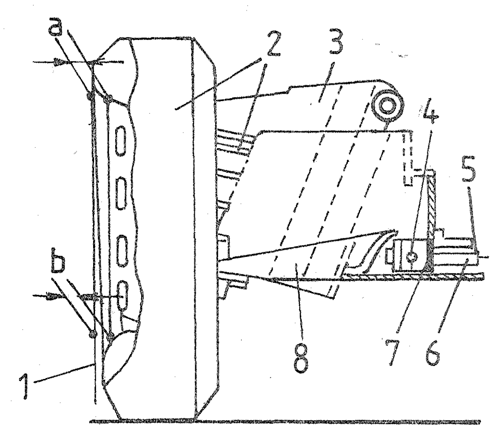
În această poziție a roților, în care efectul fulajului roții este anulat, automobilul se așază din nou pe sol și, comprimînd ușor suspensia și prin line deplasări succesive înainte-înapoi, se stabilește poziția liberă normală de așezare a tuturor roților pe sol; se va reține că, în final, reperele de pe roți trebuie să fie dispuse tot după o linie verticală, ca în figura anterioară.



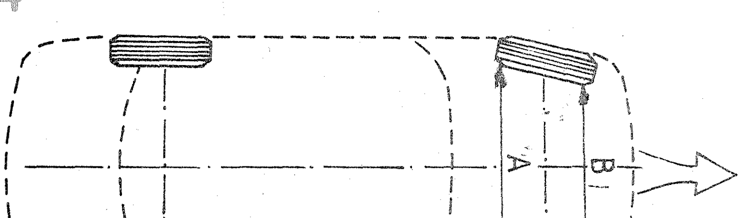
1



2



3



4

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

FOTOTEHNICĂ

PROCEDEU DE DEVELOPARE A HÎRTIEI COLOR

Ing. V. CĂLINESCU

Într-un număr anterior al revistei („Tehnium" nr. 1/1984) a fost prezentată cititorilor o doză pentru developarea hîrtiei color. Utilizînd o asemenea doză procesul de developare a hîrtiei devine similar cu cel al developării peliculelor, evident cu chimicalele destinate prelucrării hîrtiei. Caracteristica acestui mod de lucru constă în aceea că materialul fotosensibil este imobil, iar soluțiile de lucru se vehiculează în același vas.

În cadrul articolului de față este prezentat un procedeu de developare a hîrtiei care are caracteristic faptul că soluțiile de lucru sînt imobile, fiecare aflîndu-se într-un vas distinct, și materialul fotosensibil este transferat dintr-o soluție într-alta. Principiul este desigur cel folosit curent la developarea în tase; diferența constă în aceea că se folosesc corpuri de doze în loc de tase, iar hîrtia fotografică color este vehiculată într-o ramă de doză (cadru porthîrtii).

Sistemul prezintă următoarele avantaje:

— cantitatea de hîrtie developată este relativ mare la un singur ciclu de lucru;

— se evită vehicularea repetată a soluțiilor de lucru;

— se micșorează procesul de oxidare a soluțiilor;

— este facilitată menținerea temperaturii soluțiilor în limitele prescrise;

— spațiul necesar pentru developare este extrem de mic.

Dezavantajul procedeului constă în dificultatea aplicării sale pentru formate mai mari de 13 x 18 cm, dată fiind rigiditatea scăzută a hîrtiei, fapt ce împiedică developarea ei în doze de tipul descris.

Teoretic procedeul poate fi aplicat și în cazul developării hîrtiei alb-negru, dar acest lucru ar fi justificat doar în cazul unor lucrări de serie la care expunerea este garantat corectă. În mod uzual micile imperfecțiuni de expunere se corectează prin modificarea duratei revelării în cazul fotografiilor alb-negru. Felul procesului de developare determină numărul de vase cu soluții, respectiv procese cu trei sau cu două băi. Soluția optimă ar fi să se realizeze instalația de lucru pentru trei băi, utilizarea ei în cazul a numai două băi fiind oricînd posibilă.

Menționăm că prin numărul de băi se înțeleg doar soluțiile de revelare, stop (stop/fixare) și albire (albire/fixare) sau stop/albire/fixare. Stabilizarea se va realiza în afara instalației într-o tasă obișnuită.

Fotoamatorii de la noi din țară folosesc de regulă următoarele mărci de hîrtie color:

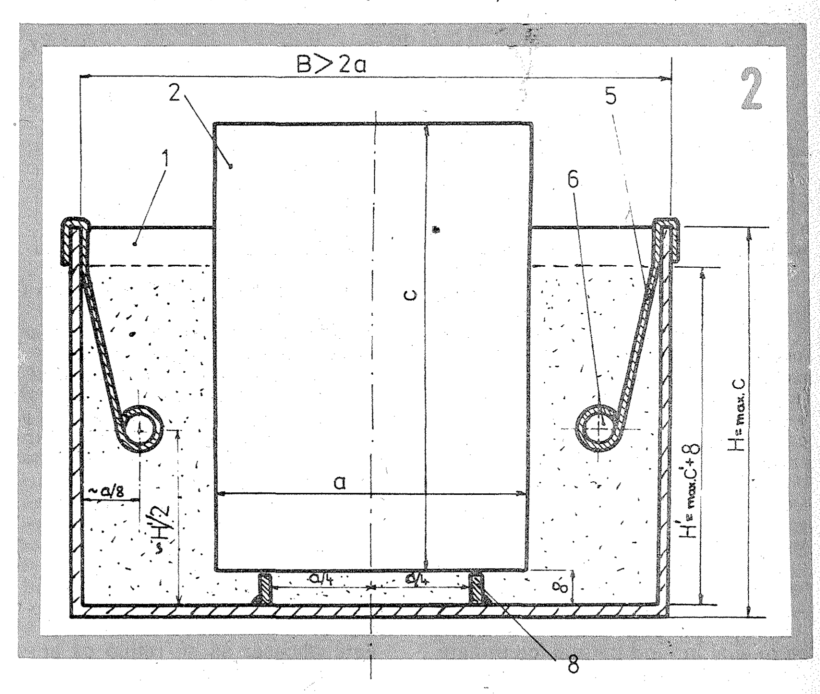
— AZO (R.S.R.) — două băi;
— FORTE (R.P.U.) — trei băi;
— FOMA (R.S.C.) — trei băi;
— AGFA (R.F.G.) — două sau trei băi, în funcție de tipul hîrtiei.

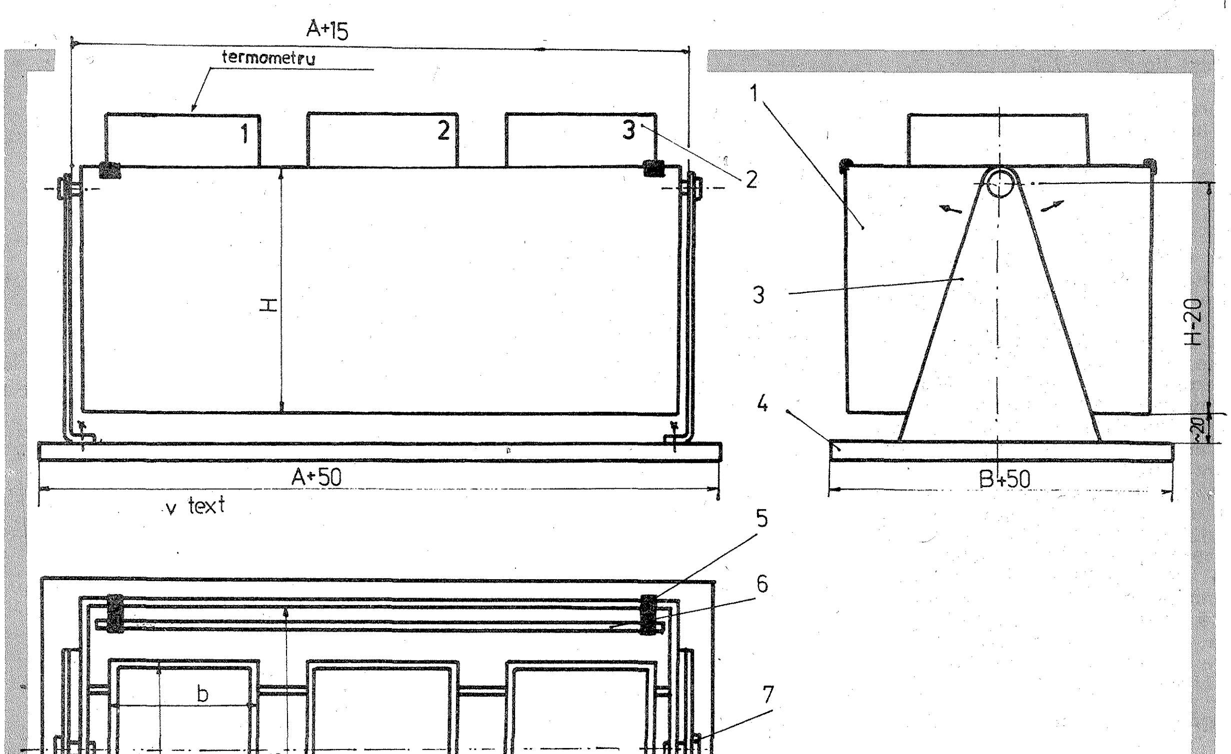
Rama cu hîrtii se transportă manual dintr-o doză într-alta după o ușoară scuturare. Unele procese de developare prevăd și spălări intermediare de scurtă durată (10—20 s) care se vor realiza într-un vas separat.

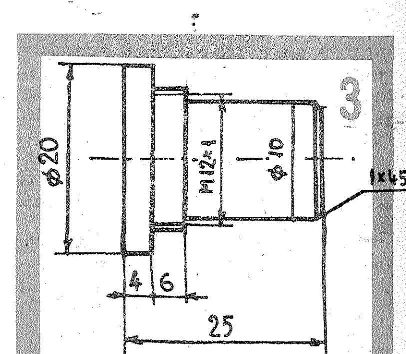
Instalația de developare este redată în schița din figura 1. Reperele componente sînt: 1) recipient; 2) doze (două sau trei); 3) suporturi laterale (două); 4) placă de bază; 5) cleme de fixare (patru); 6) rezistențe de încălzire (două); 7) șuruburi speciale (două); 8) suporturi centrale (două).

Să analizăm instalația de developare pe baza figurilor 1 și 2 (detaliu secțiune). În recipientul 1 se află dozele 2 cufundate în apă. Nivelul apei va fi ceva mai scăzut decît nivelul soluțiilor din doze, astfel încît forța arhimedică dată de volumul dislocuit să nu determine plutirea dozelor. Se poate lucra cu un nivel mai ridicat al apei, în care caz se vor atașa dozelor mici greutăți de plumb. Recipientul este susținut de suporturile laterale 3 prin intermediul a două șuruburi speciale, 7, astfel încît să poată balansa. Suporturile sînt prinse cu holzșuruburi în placa de bază 4 (din lemn). De marginea recipientului se prind patru cleme, 5, care servesc susținerii rezistențelor de încălzire, 6. Rezistențele servesc aducerii la temperatura nominală de lucru a apei din recipient și implicit a soluțiilor de lucru. Măsurarea temperaturii se face cu un termometru plasat convenabil în doza cu revelator. Măsurarea temperaturii celorlalte soluții nu este necesară deoarece toleranța cea mai severă este cea a temperaturii revelatorului. Termostatarea soluțiilor este indicat să se facă automat folosind un termometru electronic care să comande încălzirea.

Dozele sînt așezate în recipient pe suporturile 8 astfel încît apa să poată circula și pe dedesubtul lor. Uniformizarea temperaturii apei și soluțiilor de lucru, precum și agitarea acestora se realizează prin balansarea intermitentă a recipientului. Această operație se poate face manual sau mecanic. Pentru mecanizare sugerăm ca soluție folosirea unui micromotoreductor (2—5 rpm) pe al cărui arbore de ieșire să se fi-







xeze o camă excentrică iar aceasta să acționeze lateral jos asupra recipientului. Cama va avea porțiunea de cădere foarte rapidă. Limitarea balansărilor libere se va face cu opritoare laterale.

Puterea rezistențelor nu va depăși în total 250—300 W; se pot folosi rezistențe de încălzire pentru acvarii. Pentru confecționarea rezistenței propunem următoarea soluție: într-un tub metalic (o bucată de țeavă cromată de alamă), mai scurt cu 20—30 mm decît lungimea recipientului, cu un diametru de 12—20 mm, se introduce centric firul rezistiv spiralat și se umple restul spațiului cu nisip foarte fin sau sare fină de bucătărie. Capetele firului care ies din tub se dublează cu un fir de cupru începînd de la circa 15—20 mm de capetele tubului spre interior, astfel încît să se evite încălzirea pe porțiunile externe. Capetele tubului se închid cu dopuri izolatoare sertizate pe țeavă. Dopurile vor admite ieșirea firului pe centru și vor etanșa interiorul tubului. Pentru calculul rezistenței (alegerea sîrmei ca material, diametru și lungime) în funcție de puterea necesară și tensiunea de alimentare este necesar să apelați la sprijinul unui specialist electrotehnician. Se poate folosi o jumătate de rezistență spiralată de 600 W care se găsește în comerț pentru reșouri, în care caz se va alimenta (printr-un transformator) la 110 V.

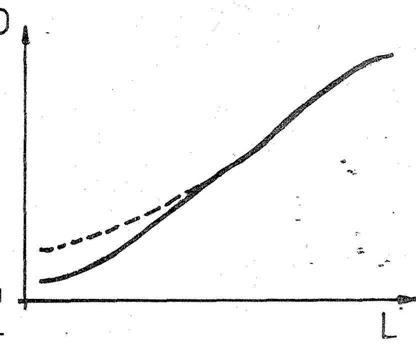
Pentru materiale se fac următoarele recomandări. Dozele sînt executate din material plastic. Recipientul poate fi teoretic și metalic, dar se recomandă să fie executat tot din material plastic deoarece există o mare probabilitate ca la transferul ramei dintr-o doză într-alta să picure stropi din soluțiile de lucru în apă, transformînd-o într-un mediu corosiv. Suporturile laterale se fac din tablă de oțel sau alamă (se vopsesc în negru sau gri închis) de 2 mm grosime. Placa de bază va fi din lemn, scîndură sau panel, de 20—30 mm grosime. Se lăcuiește sau se vopsește pentru a evita pătrunderea umezelii. Clemele 5 sînt din tablă de inox groasă de 1—1,5 mm și au lățimea de 10—20 mm. Suporturile 8 sînt de fapt două fîșii din același material din care este făcut recipientul și sînt lipite de acesta. Șuruburile speciale se pot face după schița din figura 3. Important este să aibă o porțiune filetată care să slujească fixării de suportul lateral (care va fi prevăzut cu gaură filetată corespunzătoare) și o porțiune cilindrică pe care se rotește recipientul. Evident, în pereții laterali ai recipientului vor exista găuri corespondente. Prinderea șuruburilor de suporturile laterale se va îmbunătăți prin asigurarea cu o piuliță (de preferință îngustă).

Dimensionarea construcției se face de către constructor în funcție de mărimea dozelor, respectîndu-se în principiu indicațiile care se vor da în continuare. Nu există cote critice sau metode de construcție specială.

Vom considera dimensiunile exterioare ale dozei a x b x c, iar nivelul nominal al soluției în doză C' (nefigurat). Dimensiunile principale ale instalației rezultă din desene. Recipientul are cotele principale A x B (interioare) x H (exterioare). Cu asterisc s-a notat în figura 1 cota interioară dintre suporturile laterale, considerînd că grosimea eventualelor piulițe de asigurare a șuruburilor speciale nu depășește 10 mm. În caz contrar cota notată cu asterisc se va mări corespunzător. La dimensionare se va avea în vedere ca nivelul H' al apei din recipient să nu ajungă la orificiile laterale pe care se face prinderea mobilă.

Nu s-au figurat capace la doze deoarece nu sînt necesare, transferul hîrtiei impunînd oricum înlăturarea lor. Un capac pentru soluția de revelare poate fi util în măsura în care pe durata imersiei hîrtiei în această soluție se aprind în laborator alte surse luminoase decît lumina de protecție.

CREȘTEREA SENSIBILITĂȚII FILMELOR



MARIUS ANDREI

Este cunoscut de către fotoamatori faptul că prin supradevelopare se pot obține fotograme bune în cazul unor expuneri insuficiente generate de lipsa unei cantități suficiente de lumină sau de utilizarea unei diafragme nepotrivite condițiilor de iluminare. Procedeul supradevelopării dă rezultate pentru subexpuneri relativ mici, de ordinul a 1/2—2 diafragme, în funcție de felul materialului fotosensibil și al revelatorului. În condiții experimentate de developare se poate lucra curent cu expuneri corespunzătoare unei sensibilități a materialului fotosensibil cu circa 3 DIN mai mare și uneori chiar 6 DIN.

Procedeul supradevelopării exploatează intensiv imaginea latentă din peliculă și creează în mod fals impresia unei creșteri de sensibilitate a materialului fotosensibil. Acest procedeu este practicat în general în tehnica alb-negru, poate fi folosit pentru unele filme negative color (pericolul debalansărilor necorectabile este foarte mare) și practic este de neaplicat diapozitivului color.

În cele ce urmează se prezintă fotoamatorului care iubește experimentul două metode prin care se obține o creștere efectivă de sensibilitate, condițiile de developare fiind normale pentru tipul de material fotosensibil folosit.

1. **HIPERSENSIBILIZAREA.** Acest prim procedeu este aplicabil la materialele fotosensibile alb-negru și constă în supunerea acestora unor vapori de mercur. Cîștigul de sensibilitate, de 3—6 DIN, este cu atît mai mare cu cît materialul fotosensibil este mai recent fabricat. Procedeul se aplică în cea mai mare măsură peliculelor negative, dar merită a fi luat în considerare și de cineaștii amatori care lucrează pe film reversibil alb-negru.

Cele mai bune rezultate se obțin pe pelicule de sensibilitate mijlocie sau mică. În cazul peliculelor de înaltă sensibilitate, există riscul formării unui voal prea intens care anulează utilizabilitatea filmului. Hipersensibilizînd un film de 20—21 DIN se pot practica expuneri corespunzătoare la 27 DIN, obținîndu-se însă granulație fină a peliculei de 20—21 DIN. Dezavantajul mare al procedeului constă în durata mică, cca 5—8 ore, de menținere a efectului de hipersensibilizare. În acest interval trebuie executate expunerea și developarea.

Practic hipersensibilizarea se obține menținînd cca 48 ore pelicula în doza de developare în prezența unei picături de mercur (obtenabilă de la un termometru spart) în condiții normale de temperatură (în jur de 20°C).

Aplicarea procedeului filmelor color determină modificări de culoare și scăderea înnegririi maxime. De aceea pentru peliculele color se recomandă cel de-al doilea procedeu, latentificarea.

2. **LATENTIFICAREA.** Este un procedeu aplicabil materialelor fotosensibile alb-negru și color. Constă în iluminarea difuză de foarte scurtă durată cu o anumită cantitate de lumină a materialului fotosensibil. Se obține astfel o ridicare a părții inferioare a curbei caracteristice, ceea ce corespunde la o creștere a sensibilității cu 2—3 DIN. Iluminarea se poate face înainte sau după expunere; creșterea sensibilității este mai mare în cazul iluminării înaintea expunerii. Se obține o mai bună redare a detaliilor din umbră prin creșterea densității în părțile slab expuse, fără a se influența zonele de densitate mai mare. Modificarea curbei caracteristice corespunde unei scăderi pe ansamblu a contrastului. În figură, cu linie punctată s-a indicat caracteristica modificată în urma iluminării.

Iluminarea selectivă și de durată ceva mai lungă permite îmbunătățirea balanței de culoare după contrast la materialele fotosensibile color. În acest caz se iluminează stratul fotosensibil care are contrastul cel mai mare. Acest caz este însă puțin important pentru fotoamatori.

Realizarea latentificării se face cu un blitz de mică putere. Într-un spațiu obscur se suspendă filmul astfel încît să fie posibilă iluminarea sa (pe partea cu emulsie) în totalitate. Cantitatea de lumină pe care o va primi pelicula trebuie să fie atît de mică încît să se afle sub pragul înnegririi minime (iluminarea să nu provoace voal).

Realizarea iluminării reduse se face cu un blitz al cărui condensator principal este înlocuit cu unul de cca 2μF. Cu un astfel de blitz, avînd tensiunea de lucru de 450 V, la o distanță de cca 7 m, se latentifică în mod corect un film ORWOCHROM UT 18. Modificarea unui blitz în sensul arătat se justifică doar dacă dispunem de unul mai vechi pe care nu-l mai utilizăm curent.

Fără a modifica blitzul se va proceda astfel. Lampa blitzului se împachetează în hîrtie neagră care se găurește cu un ac în două—trei locuri. Iluminarea se realizează indirect îndreptînd blitzul spre un perete opus peliculei. Dacă peretele nu este alb, se va atîrna sau lipi pe el un carton ori o hîrtie de culoare albă. Stabilindu-se plasamentul filmului, se determină numărul de găuri și distanța de expunere prin probe. Pentru economisirea materialului fotosensibil probele se vor face încărcîndu-l într-un aparat fotografic cu obiectivul scos (aparat cu obturator focal) pe timp B. Astfel fiecare probă va corespunde unei singure fotograme. Aparatul se plasează astfel încît fereastra filmului să fie în același plan cu poziția în care se va afla filmul supus în întregime latentificării.

*

Metodele expuse sînt simplu de realizat și pot fi utilizate de fotoamatori. Mărirea sensibilității se poate realiza și pe alte căi, ca de exemplu tratarea materialului fotosensibil în soluții alcaline, în amoniac, în trietanolamină etc., tehnici mai complicate neaccesibile în fotografia de amatori.

OHMMETRU LINIAR (URMARE DIN PAG. 5)

egală cu rezistența etalon a domeniului respectiv, va indica zero pentru $R_x = 0$ și va „bate" peste capul de scală pentru R_x mai mare decît etalonul domeniului. Rezistența R_{12}, conectată în serie cu ieșirea AO, a fost prevăzută tocmai pentru a limita la valori nepericuloase (pentru un timp scurt) curentul prin instrument atunci cînd bornele R_x sînt libere ($R_x = \infty$) sau cînd $R_x > R_6 \div R_{10}$.

Precizia măsurătorilor depinde în cea mai mare parte de toleranțele rezistențelor etalon $R_6 - R_{10}$ (recomandabil $\pm$ 1% sau mai mici).

Dacă instrumentul disponibil are altă sensibilitate (orientativ între 0,5 mA și 5 mA), valoarea lui R_{14} se recalculează pentru a se obține tot un voltmetru cc de 1 V, iar R_{12} se dimensionează pentru un curent maxim de ieșire (cu bornele R_x libere) de cel mult două-trei ori mai mare decît curentul instrumentului la cap de scală.

Pentru alte tensiuni de alimentare se recalculează R_{12} și R_1. Eventual se poate modifica și divizorul de referință (DZ, R_2–R_3–R_4), cu condiția de a se obține în baza lui T o tensiune reglabilă fin în jurul valorii de 1,6 V, care, la rîndul său, permite să se obțină în emitor un potențial de 1 V exact în raport cu masa.

Dacă rezistențele R_6–R_{10} sînt de precizie, etalonarea aparatului se poate face pe un singur domeniu, păstrîndu-se și pentru celelalte (evident, intervine și calitatea operaționalului). De exemplu, selectînd din comutatorul K domeniul de 10 kΩ, se conectează la bornele R_x o rezistență de 10 kΩ $\pm$ 1% și se alimentează montajul, cu R_{14} dat inițial la valoarea maximă inseriată. Se măsoară tensiunea la bornele lui R_5 și se reglează R_3 pentru a citi exact 1 V. Apoi se reglează R_{14} astfel ca acul instrumentului M să indice exact capul de scală. În fine, se scurtcircuitează bornele R_x; dacă acul nu indică exact diviziunea zero, se reglează R_{13} (compensație offset), după care se mai verifică o dată capul de scală pentru R_x = 10 kΩ.

IMPORTANT

Simpozionul de comunicări științifice ale radioamatorilor și Campionatul de creație tehnică, ediția 1984, organizate de Federația română de radioamatorism cu sprijinul revistei „Tehnium" vor avea loc în zilele de 14 și 15 iulie, în orașul Cluj-Napoca.

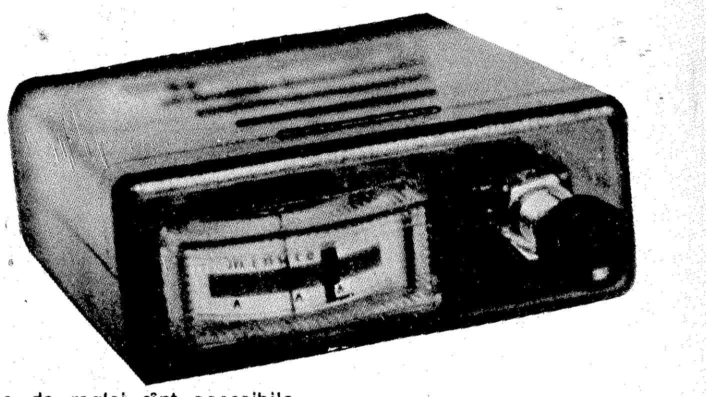
Cei care doresc a participa la aceste manifestări sînt rugați să ia legătura cu Radioclubul județean Cluj la telefon 12001 sau 40808 (tovarășul Rusu); 41428 (tovarășul Vinerean), prefix 951.

Radioamatorii care intenționează să prezinte comunicări științifice în cadrul simpozionului vor lua legătura pînă la data de 15 mai a.c. cu redacția revistei „Tehnium", la telefon 90—17 60 10/2059 (tovarășul I. Mihăescu).

CITITORII RECOMANDĂ

CRONOMETRU pentru telefon

Fiz. GH. BĂLUŢĂ, Bucureşti



Utilitatea măsurării duratei unei convorbiri telefonice nu mai trebuie demonstrată. Ea se poate face prin cele mai variate mijloace, începînd cu clasica clepsidră şi terminînd cu cronometrul digital. Propunem pentru electroniştii amatori un indicator de timp foarte simplu şi cu o precizie acceptabilă.

Schema cuprinde un condensator de capacitate mare ce se încarcă lent de la o baterie de 1,5 V. Variaţia de tensiune pe rezistenţa de încărcare este sesizată de un tranzistor. Pe măsură ce tensiunea scade, curentul de colector al tranzistorului se micşorează şi un instrument, conectat ca sarcină, indică această scădere pe o scală gradată în minute.

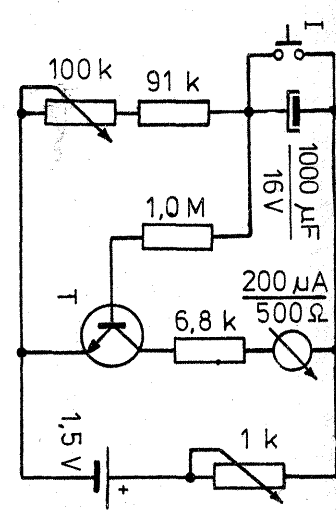
Punerea în funcţiune se face prin scurtcircuitarea condensatorului, apăsînd scurt pe butonul I, tip sonerie. Funcţionarea montajului se întrerupe apoi automat, prin scăderea practic la zero a curentului de colector, astfel că nu este necesar un întrerupător pentru baterie. Potenţiometrul de 1 kΩ serveşte la reglarea capului de scală (indicaţie maximă) a instrumentului atunci cînd I este închis. Potenţiometrul de 100 kΩ se va regla astfel ca, la 3 minute după eliberarea lui I, acul instrumentului să parcurgă circa 2/3 din lungimea scalei. Această zonă se gradează în jumătăţi de minut. În general gradaţiile vor fi neliniare (funcţie şi de tipul instrumentului), dar suficient de distanţate pentru o apreciere a timpului scurs. Cealaltă treime a scalei se va colora cu roşu şi va indica depăşirea duratei unei convorbiri locale (3 minute). O nouă apăsare pe I va restarta cronometrul pentru măsurarea depăşirii.

Tranzistorul poate fi de orice tip, cu siliciu şi cu factor de amplificare mare. Bateria (tip R 6) se schimbă atunci cînd acul nu mai ajunge la capătul scalei. Instrumentul poate fi un indicator de acord sau nivel de la radioreceptoare ori casetofoane portabile. Dacă nu este perfect echilibrat, se va etalona neapărat în poziţia aleasă pentru lucru (orizontal sau vertical). O sugestie pentru montaj se dă în fotografia alăturată.

Trimerele de reglaj sînt accesibile prin două găuri practicate în carcasă.

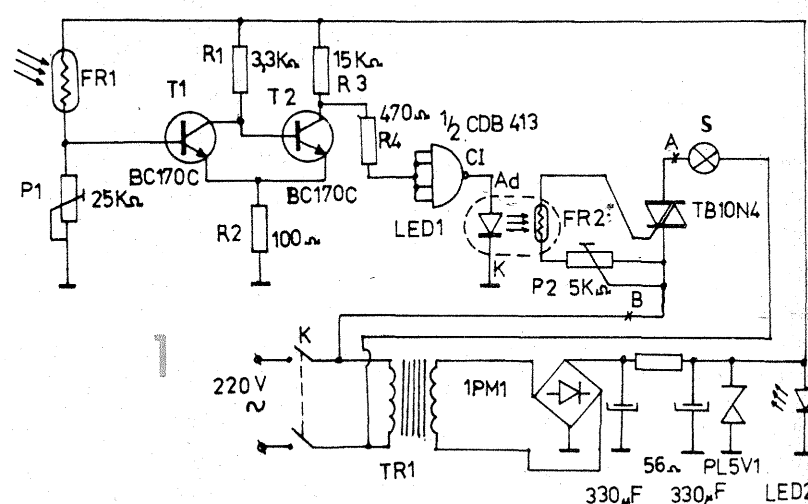
Creşterea temperaturii ambiante provoacă o mărire a timpului de parcurgere a scalei, de circa 2 secunde/grad. De aceea vom etalona periodic aparatul, la cea mai mare temperatură ce se anticipează în sezonul respectiv, pentru a evita surprizele. Se poate nota capul de scală ce trebuie reglat pentru trei temperaturi maxime uzuale (de exemplu: 18°C iarna, 30°C vara şi 24°C în celelalte anotimpuri).

Amintim că măsurarea duratei unei convorbiri telefonice se face din momentul cînd se stabileşte efectiv legătura între corespondenţi (abonatul chemat ridică receptorul). Prin încadrarea sistematică în durata unui impuls de taxare, amortizarea cheltuielilor pentru cronometru se va face rapid.



automat de LUMINĂ

LIVIU PĂIUŞ, Suceava



Propun pasionaţilor de automatizări sau celor ce vor să contribuie la salvarea acestui avut preţios — care este energia electrică — schema unui automat de lumină (fig. 1) cu dublu triger, care are o stabilitate bună şi o fiabilitate ridicată.

El este automat şi funcţionează la C.T.C.E.—Suceava.

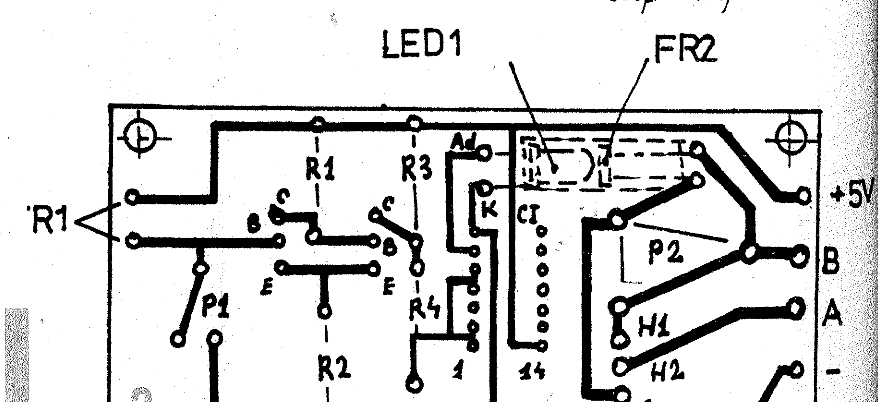
Am folosit două circuite basculante triger pentru a elimina efectul de „pîlpîire" care apare în perioada de tranziţie de la zi la noapte, iar pentru a creşte fiabilitatea şi stabilitatea montajului am folosit un cuplaj optoelectronic.

Primul triger format din T_1 şi T_2, pe timpul cît FR1 este iluminată, este în poziţia „JOS", deoarece T_1 este saturat, iar T_2 este blocat, deci în colectorul lui T_2 vom avea un „1" logic, care cu „1" logic de pe intrarea lui CDB 413 va face ca LED1 să fie stins. În momentul în care luminozitatea scade, valoarea lui FR1 creşte, T_1 se blochează, iar T_2 se saturează, punînd la masă „1" logic de pe intrarea lui CDB 413, ceea ce duce la apariţia unui „1" logic pe ieşirea lui CDB 413, LED1 se aprinde, valoarea lui FR2 scade pînă la o valoare suficientă încît triacul să se deschidă.

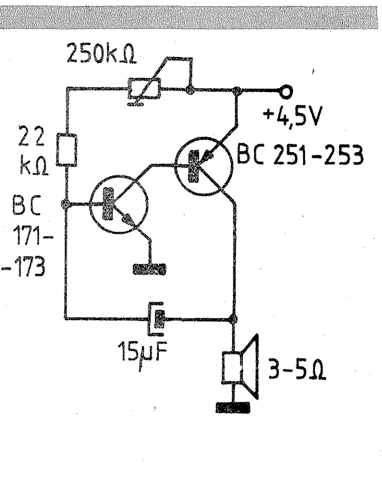
Din punct de vedere constructiv, montajul nu prezintă particularităţi deosebite. Cuplorul optoelectronic se realizează dintr-un tub de PVC în care se introduc fotorezistenţa (FR2) şi LED-ul (LED1) „faţă în faţă", la o distanţă cît mai mică. FR1 şi FR2 trebuie să aibă la întuneric minimum 10—15 kΩ, iar LED-urile vor avea culoarea în funcţie de banda de sensibilitate a fotorezistenţelor folosite. Eu am folosit LED-uri roşii şi fotorezistenţe pe siliciu. Alimentarea montajului trebuie să fie cît mai stabilă pentru a nu se modifica pragul de acţionare a automatului.

Transformatorul este de sonerie, folosindu-se înfăşurarea de 5 V.

În figura 2 este dat cablajul la scara 1:1.



METRONOM



Generatorul propus redă în difuzor semnale foarte apropiate de bătăile unui metronom. Frecvenţa acestor bătăi se reglează cu potenţiometrul de 250 kΩ, în limite largi. Montajul se alimentează de la o baterie de lanternă de 4,5 V.

FILTRE ÎN SCARĂ

(URMARE DIN PAG. 7)

Curba de răspuns a filtrului astfel realizat este prezentată în figurile 13.1 și 13.2, în scară logaritmică pentru atenuare și respectiv în scară liniară. Coordonatele punctelor marcate pe curbele de răspuns sînt prezentate în tabelul nr. 13.2.

EXEMPLUL NR. 5

Să se proiecteze un FBLS pentru SSB cu patru rezonatoare de tipul B500 recuperate din stațiile RM31, ai căror parametri sînt: $C_K = 7{,}65 \times 10^{-3}$ pF; $f_s = 8\,347$ kHz; $C_o = 6{,}25$ pF.

Capacitatea rezonator-capsulă metalică $C_E = 1{,}5$ pF.

Propunem pentru început $B_{3dB} = 2{,}5$ kHz și calculăm intervalul de rezonanță al rezonatorului cu capsula legată la masă (adică cu C_E în paralel cu C_o):

$$(3)\ \Delta f = 8\,347 \times \frac{7{,}65 \times 10^{-3}}{2(6{,}25 + 1{,}5)} = 4{,}120 \text{ kHz.}$$

Calculăm raportul:

$$\frac{\Delta f}{B_{3dB}} = \frac{4{,}12}{2{,}5} = 1{,}648 < 3{,}5,$$

de unde rezultă că sîntem într-un caz mai puțin obișnuit, în care valorile parametrului de proiectare A pentru care filtrul este realizabil trebuie calculate din considerațiile prezentate la începutul capitolului, folosind curbele din figura 8.1.

Trasînd pe acest grafic o dreaptă orizontală prin punctul de pe axa ordonatelor care corespunde valorii $\frac{\Delta f}{B_{3dB}} = 1{,}648$, constatăm că nu intersectează nici una din curbele care corespund diverselor aproximări.

În concluzie, cu rezonatoarele respective nu se poate realiza un FBLS cu banda de trecere la valoarea propusă, pentru că au intervalul de rezonanță prea mic.

Evident, pentru a putea totuși utiliza rezonatoarele, este necesar să ne propunem o bandă de trecere B_{3dB} mai îngustă. Cea mai mare valoare pentru B_{3dB} se obține cînd dreapta orizontală este tangentă la curba corespunzătoare aproximării alese, deci în punctul de minim al curbei. Coordonatele punctelor de minim pentru diverse aproximări și pentru filtre cu 4, 5 și 6 rezonatoare sînt prezentate în tabelul nr. 9. Pentru filtrul nostru, dacă utilizăm aproximarea Cebîșev cu riplul a = 0,5 dB, coordonatele punctului de minim sînt: $A = \frac{\Delta f}{B_{3dB}} = 1{,}8445$, ceea ce corespunde în cazul nostru la $(B_{3dB})_{max} = \frac{4{,}120}{1{,}8445} = 2{,}23$ kHz.

Cu aceasta putem alege banda de trecere în deplină cunoștință de cauză. Dacă alegem $B_{3dB} = (B_{3dB})_{max} = 2{,}23$ kHz rezultă o soluție unică, pentru A = 1,84, cu care se pot determina toate componentele filtrului.

În cazul în care valorile obținute pentru rezistența terminală R sau pentru C_{p1} nu convin, fie se refac calculele pentru o altă aproximare (alt riplu în bandă), fie se alege B_{3dB} mai mic, pentru a obține valori admisibile pentru parametrul A între limite convenabile. Pentru ca exemplul să fie mai cuprinzător, vom alege ultima variantă, și anume vom alege B_{3dB} astfel ca raportul $\frac{\Delta f}{B_{3dB}} = 2$, deci $B_{3dB} = \frac{4{,}12}{2} = 2{,}06$ kHz.

Trecînd acum la figura 8.1, constatăm că o dreaptă orizontală prin punctul de pe axa ordonatelor $\frac{\Delta f}{B_{3dB}} = 2$ intersectează curba aproximării alese (a = 0,5 dB) în două puncte care corespund valorilor $A_1 = 1{,}52$ și $A_2 = 2{,}5$.

Vom calcula filtrul pentru ambele valori ale lui A, deci în două variante. În final vom decide dacă adoptăm una dintre variante sau vom calcula o a treia variantă pentru A cuprins între 1,52 și 2,5, care ne-ar satisface mai mult.

Calculele decurg la fel ca în exemplul 2, după ce s-a ales valoarea necesară pentru A, cu deosebirea că vom avea alți coeficienți K și q corespunzători aproximării cu riplul a = 0,5 dB (tabelul nr. 3). Rezultatele calculelor sînt sintetizate în tabelul nr. 14. Din examinarea acestora rezultă că varianta I este de preferat căci are R mai mic, condensatoare cu capacități mai mari (deci mai ușor de procurat la valoarea exactă) și flancul purtătoarei mai bun deoarece A este mai mic.

Cu valorile rezultate pentru R și $C_{p1} = C_{p4}$ filtrul ar putea fi utilizat numai în montajele în care este conectat direct (nu prin intermediul unor cabluri ecranate).

În cazul în care nu sînt îndeplinite aceste condiții, capacitatea montajului depășește valoarea lui $C_{p1} = C_{p4}$, sau este necesar să se folosească impedanța mai mică, se vor introduce circuite de adaptare la fiecare terminal, în una din variantele prezentate în figura 14.

Cazul a prezintă situația în care capacitățile montajului depășesc valoarea necesară și sînt „compensate" parțial (sau total) prin „acordarea" cu cîte o inductanță L, fără ca prin aceasta să se modifice valoarea rezistențelor terminale. Metoda este amplu prezentată și comentată în [36], unde sînt expuse prin curbe de răspuns efectele neadaptării terminalelor.

Cazul b prezintă situația în care pentru adaptarea terminalelor se folosește circuitul în π, foarte familiar radioamatorilor. Pentru calculul circuitului de adaptare se poate consulta [33].

Am ales pentru exemplul nostru circuitul cu priză pe bobină prezentat în c, deoarece este cel mai răspîndit. Această preferință se explică prin aceea că prezintă un circuit închis de curent continuu, ceea ce permite comutarea simplă cu diode a filtrului din canalul de emisie în cel de recepție sau comutarea filtrului de SSB cu cel de telegrafie.

În cazul exemplului nostru proiectarea circuitului decurge astfel.

Să notăm Q_o și Q_s factorul de calitate în gol și respectiv în sarcină al celor două circuite acordate de la terminale. Fiecare dintre ele introduce o atenuare suplimentară $\alpha = 10 \log (1 - \frac{Q_s}{Q_o})$, așa că alegem $\frac{Q_s}{Q_o} = \frac{1}{5}$ pentru care $\alpha = 0{,}969$ dB.

Prin urmare, cele două circuite de adaptare vor introduce o atenuare suplimentară de aproximativ 2 dB. Pentru comparație menționăm că la FBLS fără circuite de adaptare realizate de noi atenuarea proprie (atenuarea de inserție) este în jur de 1 dB.

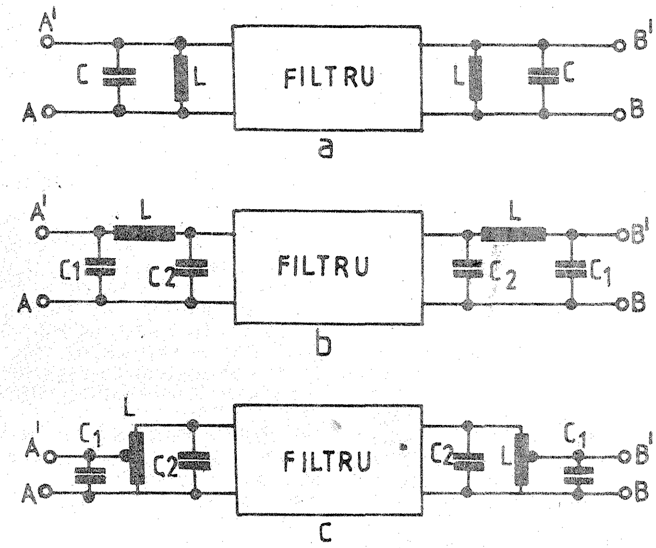
Propunem ca inductanțele L să fie realizate pe carcase de tip „oală" folosite în lanțul de FI al receptoarelor de UUS (10,7 MHz), cu care în general se realizează $Q_o \geq 50$, deci vom alege $Q_s = 10$. Cu aceasta, reactanța prezentată de bobina L se determină cu relația: $X_L = \frac{R}{Q_s} = \frac{1\,741}{10} = 174{,}1\ \Omega$, de unde

$$L = \frac{X_L}{2\pi f_o} = \frac{174{,}1}{2\pi \times 8\,348{,}566 \times 10^3} = 3{,}31 \times 10^{-6} \text{ H} = 3{,}32\ \mu\text{H}.$$

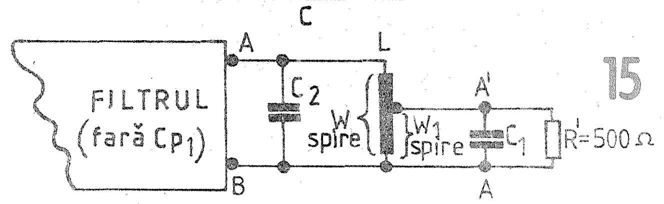
Tabelul nr. 14 — Rezultatele de calcul pentru filtrul din exemplul nr. 5 ($B_{3dB} = 2{,}06$ kHz)

$f_o = 8\,347$ kHz; $C_K = 7{,}65 \times 10^{-3}$ pF; $C_o + C_E = 7{,}75$ pF.

Parametrul		Varianta de calcul I	Varianta de calcul II
	Riplul a (dB)	0,5	0,5
	A	1,52	2,5
	f_r (kHz)	8 348,566	8 349,55
	C_s (pF)	23,66	5,90
	R (Ω)	1 471,13	5 892,68
	$C_{12} = C_{34}$ (pF)	15,34	3,82
	C_{23} (pF)	12,92	3,22
Calcul	$C_{p1} = C_{p4}$ (pF)	20,63	10,92
	$C_{p2} = C_{p3}$ (pF)	7,71	7,71
Real	$C_{p1} = C_{p4}$ (pF)	12,88	3,17
	$C_{p2} = C_{p3}$ (pF)	0 pF	0 pF



14



15

Pentru ca această inductanță să formeze un circuit acordat pe f_o ar fi necesară o capacitate echivalentă:

$$C_T = \frac{1}{2\pi f_o X_L} = \frac{1}{2\pi \times 8.348{,}566 \times 10^{3} \times 174{,}1} = 109{,}5 \text{ pF.}$$

Ne propunem acum ca rezistența necesară la noile terminale A'A și B'B să fie R' = 500 Ω, iar capacitățile la noile terminale să fie $C_1 = 50$ pF (ca să putem folosi cabluri ecranate pentru conectarea filtrului).

Cu aceasta raportul de transformare al terminalelor este $m = \frac{R}{R'} = \frac{1\,741}{500} = \frac{W^2}{W_1^2} = 3{,}48$, din care se determină și numărul de spire W_1 la care este priza de pe bobină (fig. 15).

Capacitatea C_2 trebuie aleasă astfel încît la bornele AB circuitul de adaptare să prezinte rezistența R în paralel cu $C_{p1} = 12{,}88$ pF care face parte din filtru, adică avem relația:

$$C_2 = C_T + C_{p1} - \frac{C_1}{m} = 109{,}5 + 12{,}88 - \frac{50}{3{,}48} = 108 \text{ pF.}$$

La realizare, componentele C_2 și L vor fi incluse în carcasa metalică de ecranare a filtrului.

Filtrul din acest exemplu nu a fost realizat experimental, pentru că în asemenea situații, cînd Δf al rezonatorului este mic, cum este cazul tuturor rezonatoarelor cu f_s mai mic de 10,5 MHz recuperate din stațiile RM31 și 10 RT, noi preferăm proiectarea pentru lărgimea de bandă maximum obtenabilă. În cazul prezentat $(B_{3dB})_{max} = 2{,}23$ kHz, care ar corespunde la A = 1,84.

Preferința noastră este motivată de faptul că, așa cum s-a observat experimental, banda de trecere reală rezultă totdeauna mai mică decît cea propusă.

9. CONCLUZII

Pornind de la un articol [30] din literatura de specialitate citat și în numeroase reviste de amatori, s-au obținut un set de relații de calcul al FBLS și FBLI într-o formă mai abordabilă radioamatorului (filtre Dishal).

S-a putut stabili că alte metode de calcul [22, 24, 26] constituie doar cazuri particulare, din care rezultă filtre cu performanțe inferioare în privința atenuării benzii nedorite și a purtătoarei în cazul semnalelor SSB. Au fost, de asemenea, prezentate tabele de coeficienți cu indicarea precisă a sursei pentru ca la nevoie să poată fi completate și metode de măsurare a rezonatoarelor foarte abordabile și destul de precise.

Exploatarea în traficul de amatori a filtrelor Dishal a arătat că existența unui flanc mai puțin abrupt pe partea opusă purtătoarei nu deranjează nici măcar pe recepție, chiar dacă nu se iau măsuri speciale, cum ar fi de exemplu filtrele în canalele de joasă frecvență. Aceasta contrazice afirmațiile care au împiedicat probabil răspîndirea filtrelor Dishal [25].

În încheiere mulțumim tuturor celor ce ne-au ajutat, dintre care mulți nu sînt membri ai radioclubului nostru sau nici nu sînt radioamatori (deocamdată) și sperăm ca rezultatele obținute să fie utile radioamatorilor.

sisteme cu MICROPROCESOARE

Studenți GÜNTER ZEISEL, CONSTANTIN DUMITRU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

În afara semnalelor prezentate, μP8080 emite multiplexat pe magistrala de date informația de stare a procesorului. Acest octet este prezent pe liniile DØ — D7 pe durata primei stări a fiecărui ciclu mașină (fig. 1). Această informație trebuie memorată, pentru a construi semnalele de control necesare funcționării sistemului, în cazul în care nu se folosește direct un circuit specializat cu acest rol (controller-ul de sistem și amplificatorul de magistrală 8228).

Semnificația biților cuvîntului de stare este următoarea:

INTA (INTERRUPT ACKNOWLEDGE) — pe pinul DØ — semnifică recunoașterea unei cereri de întrerupere de către 8080 CPU. Semnalul trebuie folosit cînd DBIN devine activ (DBIN = 1), pentru a da unității centrale informații asupra perifericului care a emis cererea de întrerupere.

$\overline{WO}$ (WRITE OUTPUT negat) — pe pinul D1 — semnifică, pentru ciclul mașină curent, o operație de scriere în memorie (WRITE MEMORY) sau de ieșire spre un periferic (OUTPUT).

STACK — pe pinul D2 — indică faptul că magistrala de adrese (ADD.BUS) prezintă conținutul registrului indicator de stivă (SP).

HLTA (HALT ACKNOWLEDGE) — pe pinul D3 — semnifică execuția unei instrucțiuni HALT (de oprire a procesorului).

OUT (OUTPUT CYCLE) — pe pinul D4 — informează că ADD.BUS conține adresa unui periferic de ieșire. Datele sînt valide odată cu $\overline{WR}$ = 0.

M1 — pe pinul D5 — informează că μP se află în primul ciclu de mașină (M1) al unei instrucțiuni, ciclu folosit de obicei pentru „extragerea" instrucțiunii din memorie (INSTRUCTION FETCH).

INP (INPUT CYCLE) — pe pinul D6 — informează că ADD.BUS conține adresa unui periferic de intrare și că datele acestuia trebuie să fie valide cînd DBIN = 1.

MEMR (MEMORY READ) — pe pinul D7 — informează că DATA BUS va fi folosit pentru o citire din memorie.

În funcție de instrucțiunea în curs de execuție și de semnalele exterioare de control (HOLD, INT) pot exista 10 stări ale procesorului (respectiv ale ciclului mașină):

1 — INSTRUCTION FETCH (M1) — ciclu de „extragere", citire a instrucțiunii din memorie;
2 — MEMORY READ — ciclu afectat unei citiri din memorie;
3 — MEMORY WRITE — ciclu afectat unei scrieri în memorie;
4 — STACK READ — ciclu de citire din memoria stivă (1);
5 — STACK WRITE — ciclu de scriere în memoria stivă (1);
6 — INPUT — ciclu de citire de la un periferic de intrare;
7 — OUTPUT — ciclu de scriere către un periferic de ieșire;
8 — INTERRUPT — ciclu afectat saltului la adresa unei rutine de serviciu pentru întreruperea în cauză;
9 — HALT — recunoașterea de către μP a instrucțiunii HALT;
10 — HALT.INTERRUPT — recunoașterea unei întreruperi în timpul stării de HALT.

Codarea stării în cuvîntul de stare este indicată în figura 2.

CICLURI DE STĂRI

În paragrafele anterioare am folosit noțiunile de ciclul instrucțiunii, ciclul mașină și stare. Prezentăm în continuare semnificația lor.

Prin ciclul instrucțiunii (INSTRUCTION CYCLE) se înțelege durata necesară extragerii, decodării și execuției instrucțiunii. Fiecare astfel de ciclu este compus din unul pînă la cinci cicluri mașină.

Un ciclu mașină (MACHINE CYCLE — M) este considerat durata unei referiri la memorie sau a unui port I/O (de exemplu, pentru extragerea unei instrucțiuni din memorie este necesar un ciclu mașină pentru fiecare octet al instrucțiunii; alte instrucțiuni necesită cicluri mașină suplimentare, pentru alte referiri la memorie decît cea de extragere a instrucțiunii). Fiecare ciclu mașină este constituit din trei, patru sau cinci stări ale procesorului.

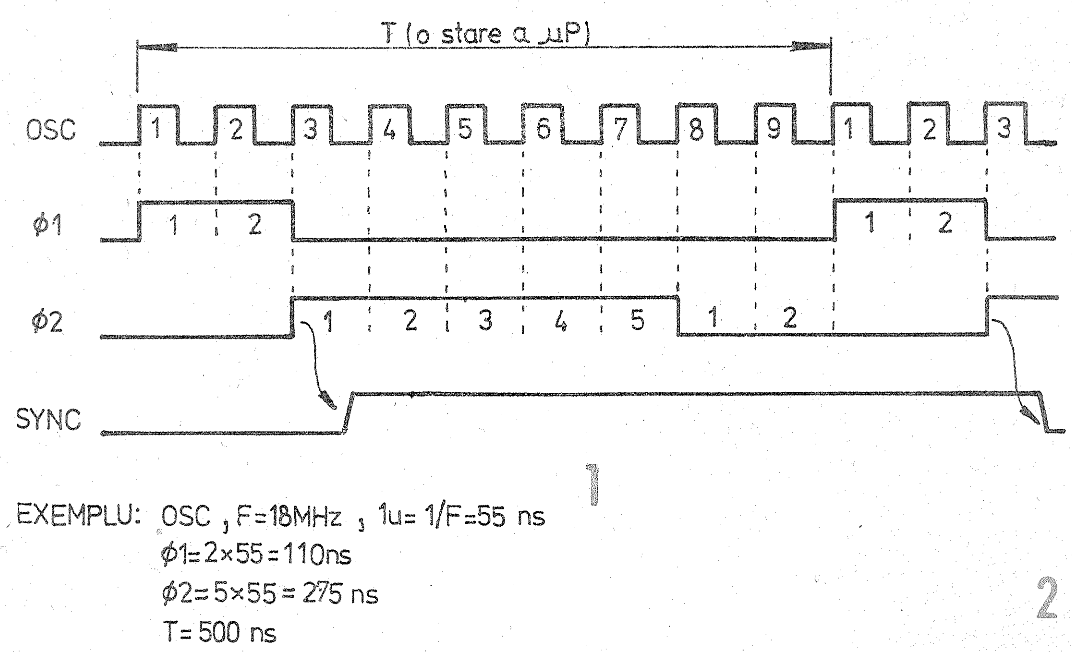
Starea (T) este cea mai mică unitate de timp în activitatea procesorului; ea este definită ca durata între două tranziții pozitive succesive ale lui Ø 1 (prima din cele două faze, Ø 1 și Ø 2, care sincronizează activitatea μP8080). Dacă, de exemplu, circuitul de orologiu furnizează un semnal cu frecvența de 2 MHz, atunci durata unei stări este de 500 ns = 1/2 MHz.

Deci fiecare perioadă de ceas (Ø 1) este o stare; trei la cinci stări constituie un ciclu mașină; unu la cinci cicluri mașină constituie ciclul unei instrucțiuni. O instrucțiune din setul de instrucțiuni 8080, în funcție de complexitatea ei, este executată în 4 la 18 stări (2 pînă la 9 μs pentru un ceas cu frecvența de 2 MHz).

O mențiune specială pentru stările de WAIT, HOLD (HLDA), HALT (HLTA), care prin natura lor sînt nedefinite ca durată, dar datorită sincronizărilor interioare sînt multipli întregi ai perioadei ceasului.

BIBLIOGRAFIE

1. Dodescu Gh., Ionescu D., Popescu C., Popa I., „Minicalculatoare-aplicații", Editura tehnică, București, 1977
2. Dancea I., „Microprocesoare, arhitectură internă, programare, aplicații", Editura „Dacia", Cluj-Napoca, 1979
3. Catalog INTEL MCS8080.



1

DataBus Bit / Stare	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	TIPUL CICLULUI MAȘINĂ									
DØ,INTA	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1
D1,$\overline{WO}$	1	1	0	1	0	1	0	1	1	1
D2,STAK	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0
D3,HLTA	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
D4,OUT	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
D5, M1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1
D6,INP	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
D7,MEMR	1	1	0	1	0	0	0	0	1	0

2

STARE	ACTIVITATI ASOCIATE STARII	STAREA	ACTIVITATI ASOCIATE STARII
T_1	O ADRESA DE MEMORIE SAU NUMARUL UNUI ECHIPAMENT I/O SE GASESTE PE ADDRESS BUS(A_{15-0}); INFORMATIA DE STARE ESTE PREZENTA PE DATA BUS(D_{7-0}).	T_3	UN BYTE DE INSTRUNE(CICLU DE EXTRAGERE), UN BYTE DE DATE(CITIRE MEMORIE, CITIRE STIVA)SAU O INSTRUCTIUNE DE INTRERUPERE SE AFLA LA INTRAREA C.P.U. PE DATA BUS; SAU, UN BYTE(LA CICLI DE SCRIERE IN MEMORIE, STIVA SAU CICLI DE IESIRE) SE AFLA CA IESIRE PE DATA BUS.
T_2	C.P.U. TESTEAZA INTRARILE READY SI HOLD SI VERIFICA DACA EXISTA INSTRUCTIUNEA HALT		
TW (OPTIONAL)	PROCESORUL INTRA IN STAREA WAIT DACA READY ESTE IN STAREA JOS SAU DACA S-A EXECUTAT O INSTRUCTIUNE HALT.	T_4 T_5 (OPTIONAL)	SE GASESC IN CICLU NUMAI IN CAZUL ANUMITOR INSTRUCTIUNI. ACESTE STARI SE FOLOSESC NUMAI PENTRU OPERATII INTERNE ALE C.P.U

CALITATEA RECEPȚIEI EMISIUNILOR DE TELEVIZIUNE ALB-NEGRU ȘI COLOR

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Ing. VICTOR SOLCAN

● Legat de senzația de continuitate și mișcare pe care o are ochiul urmărind scena transmisă la televiziune, amintim că în celulele fotosensibile de pe retină sînt niște substanțe (fotochimice) care suferă transformări sub impresia luminii și a culorii. Aceste substanțe sînt cunoscute sub denumirea de purpură în bastonașe și rodopsină în conuri. Ele suferă o transformare chimică relativ rapidă sub influența excitației luminoase. Dacă excitația este mai puternică, avem un timp senzația că nu mai vedem (s-a consumat substanța activă) și pînă ce aceasta nu se reface, ochiul nu poate primi alte informații. Perioada de regenerare a substanței fotochimice din ochi este de ordinul a 0,1 secunde în cazul unei iluminări normale. Fenomenul poate fi oarecum asemănat cu încărcarea și descărcarea unui condensator cu constante diferite de timp (mai mari la descărcare). Dar tocmai acest fenomen joacă, printre altele, rolul memorizării imaginilor, permițînd senzația de continuitate și mișcare.

Din cunoașterea mai aprofundată a funcției de integrare a unei succesiuni de imagini a rezultat necesitatea transmiterii a 25 de imagini complete pe secundă și 50 de semiimagini. La începuturile cinematografului, 10—15 imagini pe secundă ofereau senzația de mișcare, dar în schimb erau însoțite de o supărătoare senzație de pîlpîire. Senzația de pîlpîire scade odată cu creșterea frecvenței de repetiție a imaginilor și crește cu gradul de strălucire a imaginilor. Pentru a nu fi necesară o bandă de frecvență prea largă în televiziune s-a recurs la împărțirea unui cadru de imagine în două cîmpuri cu linii întrețesute. Frecvența de 50 Hz la iluminarea normala a ecranului este considerată satisfăcătoare inclusiv pentru transmisiile color, deși fenomenul de pîlpîire este ușor diferit în cazul transmisiilor color.

● Conform convențiilor se consideră că un semnal video este pozitiv cînd zona albului maxim reprezintă tensiunea pozitivă maximă. În unda purtătoare de înaltă frecvență profilul semnalului poate lua valori maxime la vîrful impulsurilor de sincronizare (modulație negativă) sau la vîrfurile de alb (modulație pozitivă) mai rar utilizată (vezi fig. 3).

● Modulația în frecvență (MF) a sunetului asigură performanțe de calitate superioară în comparație cu modulația de amplitudine (MA).

● Deviația de ± 50 kHz în cazul normei O.I.R.T., ca și preaccentuarea de 50 µs sînt parametri nominali de modulație în scopul asigurării unor parametri calitativi superiori. Preaccentuarea la emisie reprezintă o favorizare crescătoare a frecvențelor înalte, în comparație cu cele joase, pînă la de 4 ori în tensiune (12 dB). La recepție se practică deaccentuarea, proces exact invers. Rezultatul este o îmbunătățire a raportului semnal/zgomot prin faptul că elementele înalte din spectrul sonor, ce au o energie mică, sînt ridicate ca nivel pe întreg parcursul dintre emițător și receptor.

● Raportul de puteri 10/1 satisface cerințele de calitate ale sunetului la toate receptoarele moderne și contribuie la îmbunătățirea parametrilor de transmisie la echipamentele care amplifică întregul canal de transmisie TV, atît imaginea cît și sunetul (amplificare comună). În această categorie intră și unele emițătoare, majoritatea translatoarelor de televiziune, amplificatoarele de antenă colectivă, etajele de intrare ale receptoarelor.

Există tendința de a mări și mai mult raportul de puteri dintre imagine și sunet în vederea transmiterii a două canale sonore independent sau stereofonic.

TABELUL NR. 2

UTILIZAREA SPECTRULUI DE FRECVENȚE ÎN CANALUL TV ÎN DIFERITE STANDARDE TV

Standardul / Lățimea benzii (MHz)	D/K	B/G	L (UIF)	I	N	M
a) Banda ocupată de un canal TV	8	7(B)/8(G)	8	8	6	6
b) Banda video utilă	6	5	6	5,5	4,2	4,2
c) Distanța dintre purtătoarea de imagine (fi) și de sunet (fs) = fi − fs	6,5	5,5	± 6,5	6	4,5	4,5
d) Banda reziduală folosită de receptor	0,75	0,75	1,25	1,25	0,75	0,75
e) Limita inferioară a canalului TV	fi — 1,25					
f) Limita superioară a canalului TV	fi + 6,75	fi + 5,75 / fi+6,75	fi + 6,75	fi + 6,75	fi + 4,75	fi + 4,75

NOTĂ

— Notația D/K sau B/G reprezintă în numărător banda I—III TV (F.I.F.) și în numitor banda IV/V (U.I.F.).

— Diferitele lățimi de bandă sînt prezentate în figura 1 cu semnificația a, b ... f din acest tabel.

— Standardul A englez are: a = 5 MHz; b = 3 MHz; c = − 3,5 MHz.

— Standardul E francez are a = 14 MHz; b = 10 MHz; c = ± 11,15 MHz. Semnul ± semnifică faptul că în Franța s-a practicat și inversiunea locului sunetului cu cel al imaginii la emisie.

— În afara benzii ocupate de canalul util, energia radiațiilor neesențiale a emițătoarelor TV trebuie să fie atenuată cu minimum 20 dB față de nivelul benzilor laterale de lîngă purtătoarea de imagine. Sînt și cerințe de atenuare mai pronunțată, de exemplu pe fi — 4,43 MHz (− 30 dB) sau mult mai mari pe armonicile purtătoarelor de imagine sau sunet.

În figura 1 este indicată semnificația datelor din tabelul 2.

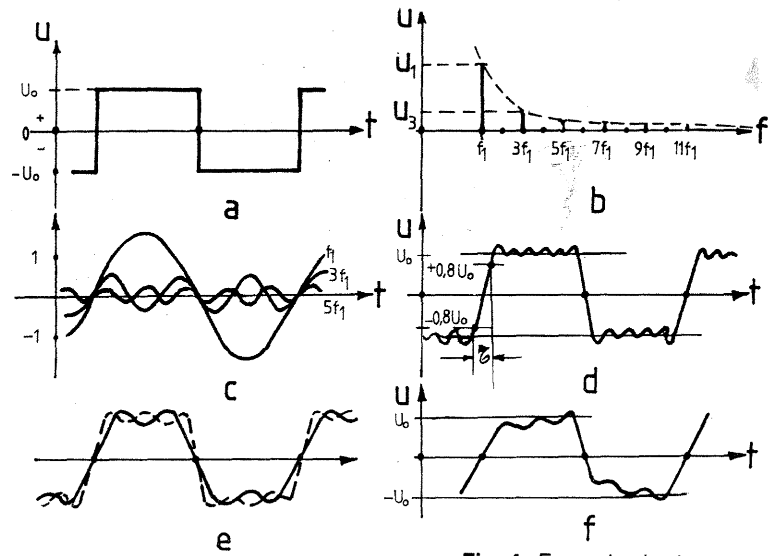


Fig. 4: Exemplu de descompunere a unui semnal periodic (a) în spectrul său (b); cu cît se transmit mai multe componente spectrale sinusoidale (c), cu atît redarea se apropie de original (d), frontul (panta maximă) a semnalului „τ" depinde de lățimea benzii transmise (d, c); nerespectarea relației de faze dintre componente strică simetria semnalului (f).

II. EXPLICAȚII PE MARGINEA TABELULUI 2

(structura spectrală a semnalelor TV)

Orice formă de semnal electric și orice fenomen din natură care se repetă periodic în timp pot fi redate identic prin însumarea unui număr mare de oscilații sinusoidale armonice ale frecvenței de repetiție a fenomenului în cauză (multiplii frecvenței de repetiție). Aceasta permite ca orice evoluție periodică în timp să poată fi reprezentată și prin anumite relații de amplitudine, frecvență și fază ale componentelor sale sinusoidale (fig. 4). Forma de prezentare din figura 4b este denumită spectrul (de frecvență al) semnalului. În mod ideal, suma componentelor spectrale ale unui semnal ar trebui să cuprindă o infinitate de termeni sinusoidali ca să realizeze o reproducere perfectă a oricărei forme de semnal, dar ținînd seama de faptul că banda transmisă nu poate fi nelimitată, trebuie să acceptăm o reproducere apropiată de cea reală ce se poate obține și cu un număr mai mic de componente, corespunzător capacității canalului de transmisie (6 MHz în cazul canalului imagini de televiziune). Componentele spectrale (TV) pot fi măsurate cu ajutorul unui voltmetru selectiv sau analizor de spectru, deoarece ele reprezintă concentrări de energie pe multiplii frecvenței de repetiție. În reprezentările spectrale obișnuite, ca și în figurile 4 și 5 nu se redă și relația de faze dintre componente, pentru a nu complica prezentarea și pentru utilitatea practică redusă.

Semnalul complex de televiziune nu poate fi considerat în totalitate ca un fenomen periodic din cauza modulației; dar deoarece este periodică frecvența liniilor și cadrelor, analiza spectrală a acestuia demonstrează existența unor concentrări de energie pe multiplii frecvenței liniilor și că la rîndul lor fiecare din aceste componente au o structură fină ce reprezintă concentrări discrete de energie pe multiplii frecvenței cadrelor (vezi figura 5f').

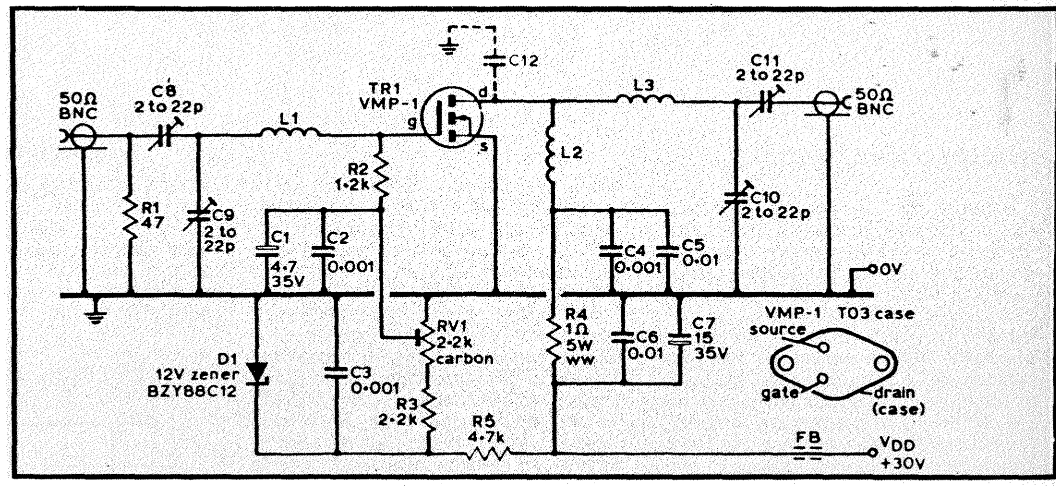
Vom vedea pe parcursul prezentării că modul de distribuție discretă a energiei în spectrul semnalului de televiziune poate servi la atenuarea perturbațiilor dintre stațiile de televiziune ce emit pe același canal și, cum aceeași structură a permis includerea informației de culoare în banda de frecvență a semnalului TV a.n. Se plasează spectrul informației de crominanță între concentrările de energie ale spectrului luminanței (fig. 5 g') folosind un decalaj de frecvență (offset) al subpurtătoarei față de armonicile superioare ale frecvenței liniilor (f_H) și cadrelor (f_V).

Modularea în amplitudine a unei purtătoare de înaltă frecvență (f_o) cu un semnal sinusoidal de frecvență joasă, f_1 generează un spectru simetric de înaltă frecvență, în care energia este concentrată pe frecvența purtătoarei și pe două frecvențe laterale simetrice $f_o - f_3$ și $f_o + f_1$ (fig. 5d') a căror amplitudine este proporțională cu gradul de modulație. În mod similar cînd purtătoarea este modulată cu mai multe frecvențe f_1, f_2... f_n, apar două benzi laterale simetrice cu energia concentrată pe frecvențele $f_o \pm f_1$; $f_o \pm f_2$... $f_o \pm f_n$. Dacă semnalul de modulație este nesinusoidal, însă periodic, în spectru vor apărea concentrări de energie simetrice față de purtătoarea f_o pe frecvențele $f_o \pm f_1$; $f_o \pm 2f_1$; pînă la $f_o \pm nf_1$, situație rezultînd din limita benzii permise de capacitatea canalului purtător, în cazul figurilor 5e și 5e' avînd benzi laterale simetrice. Exemplele prezentate, deși cu semnale de formă simplă, sugerează cu oarecare aproximație procesele suferite de semnalul video complex.

Spectrul de înaltă frecvență al unui semnal de televiziune s-ar prezenta în mod similar, cu două benzi laterale simetrice, dar, din motive deja amintite (economie de spectru), în canalul de televiziune se transmite numai o singură bandă laterală întreagă (de regulă cea superioară). Din banda laterală inferioară se transmite numai o parte, și anume componentele din apropierea purtătoarei (fig. 5g'). Spectrul de înaltă frecvență al canalelor de televiziune are deci benzi asimetrice.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

2m-PA



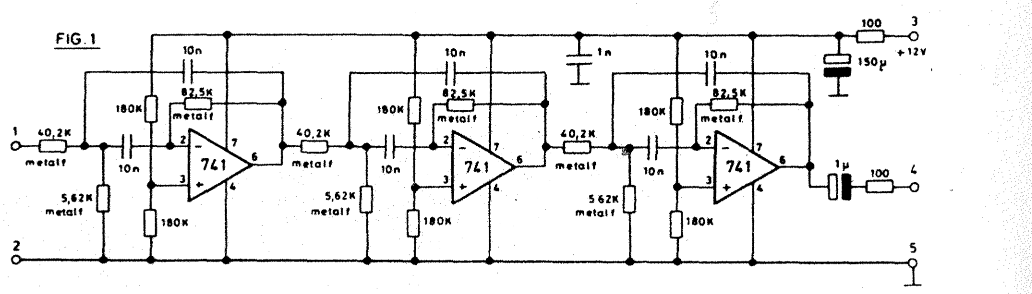
Tranzistoarele cu efect de cîmp sînt utilizate și ca amplificatoare de putere (PA) în banda de 2 m. Un asemenea exemplu este prezentat alăturat, folosind un tranzistor tip VMP-1.

La intrarea amplificatorului se aplică 0,5 W. Cîștigul etajului este de 11 dB.

Condensatorul C12 este realizat între capsulă și radiator și are circa 20 pF.

RADIO COMMUNICATION, nr. 2/1978

FILTRU CW



Cu trei circuite 741 se poate construi un filtru de joasă frecvență pentru telegrafie. Frecvența centrală de trecere este 800 Hz, cu o bandă de 300 Hz, impedanța de intrare = 40 kΩ, impedanța de ieșire = 200 Ω. Alimentat cu 12 V, montajul consuma 3 mA.

Notațiile din schemă se refera la circuite 741 în capsulă cu 8 terminale.

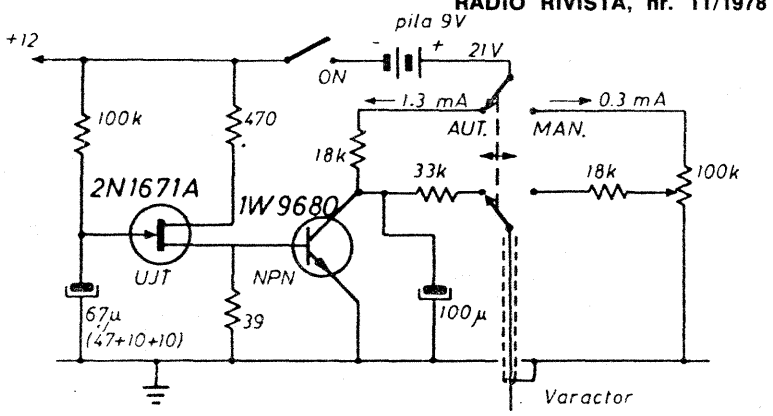
OZ, nr. 2/1979

GENERATOR

Pentru vobularea unui oscilator, de exemplu căutarea automată a posturilor în UUS, se utilizează o tensiune liniar crescătoare. Această tensiune se obține de la montaje speciale, cum ar fi cel alăturat, în care elementul principal este un tranzistor TUJ. Frecvența impulsurilor este determinată de grupul RC montat în poarta tranzistorului 2N1671.

Generatorul este prevăzut și cu un comutator pentru polarizarea manuală a diodei varicap (varactor) din oscilatorul de radiofrecvență.

RADIO RIVISTA, nr. 11/1978



VOLTMETRU

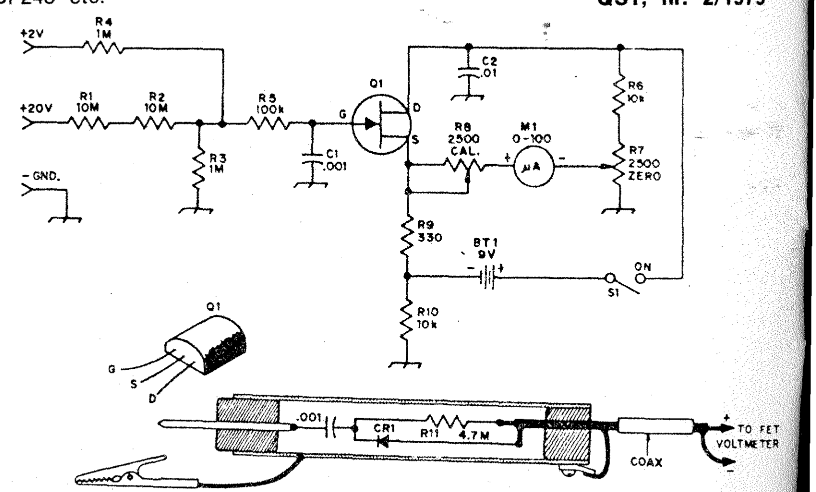
Instrumentul măsoară pe două scale, 2 V și 20 V.

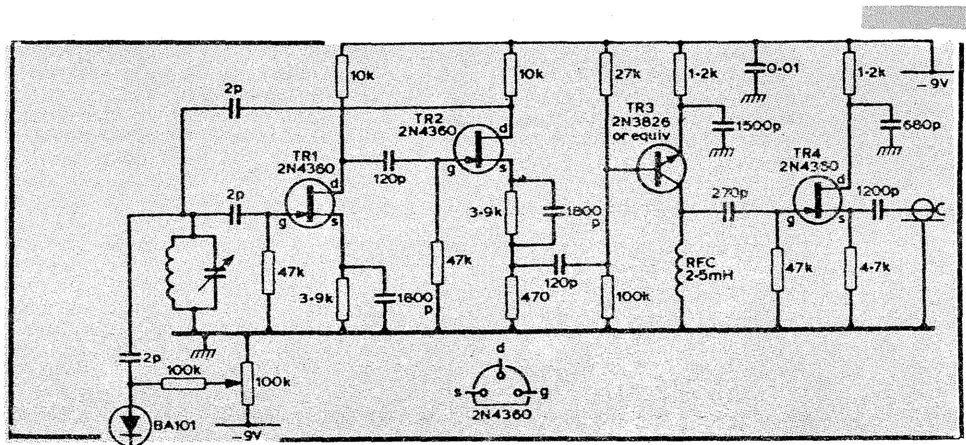
Montajul este format în punte, la care un braț îl constituie un tranzistor FET de tip MPF102, HEP802, BF245 etc.

Măsurarea semnalelor de radiofrecvență se face cu o sondă ce conține o diodă 1N4148.

Instrumentul indicator are sensibilitatea de 100 µA.

QST, nr. 2/1979





VFO

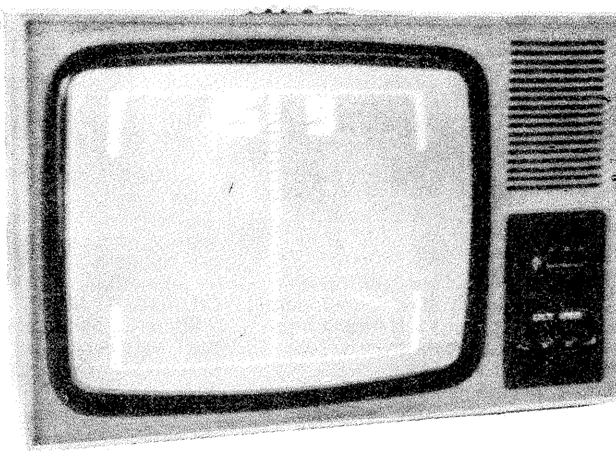
Un oscilator de bandă caracterizat printr-o mare stabilitate a frecvenței, util atît în radioreceptoare cît și în emițătoare, poate utiliza montajul tip Franklin. Elementele de bază sînt două tranzistoare FET. Frecvența de lucru a oscilatorului este dictată de circuitul oscilant din grila primului tranzistor.

Ca sarcina să nu modifice funcționarea oscilatorului, sînt montate tranzistoarele T3 și T4.

Montajul este alimentat cu 9 V, unde plusul este legat la masă.

RADIO COMMUNICATION, nr. 6/1978

TELEVIZOARE CU CIRCUITE INTEGRATE



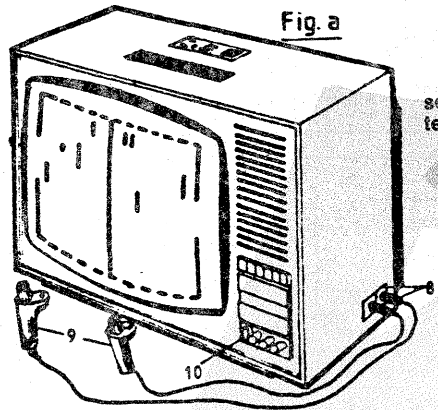
Vă puteți procura televizorul dorit și de la magazinul „Tehnometal" — unitatea 240 din șoseaua Ștefan cel Mare nr. 2, unde personal calificat și amabil vă stă la dispoziție.

● Televizoarele cu circuite integrate sînt construite după principii tehnice moderne, asigurînd o redare de bună calitate a imaginii și sunetului recepționate, fiabilitate în funcționare și un consum redus de energie electrică. Aceasta explică și faptul că producătorul — Întreprinderea „Electronica" — garantează buna funcționare a produselor sale un an de zile de la data cumpărării.

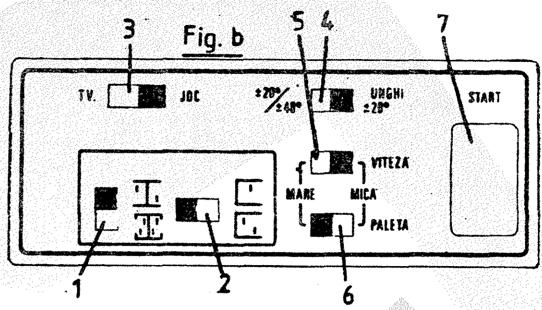
știați că:

Televizorul OLT 258 este conceput să asigure recepționarea emisiunilor stațiilor de televiziune din benzile I—II, III, IV—V, precum și practicarea pe ecran a patru jocuri electronice?

Fig. a



Practicarea jocurilor pe televizor se face prin intermediul a două potențiometre cuplabile prin mufe



Dispunerea comenzilor pentru alegerea jocului, a vitezei, unghiului mingii, pornire și oprire televizor

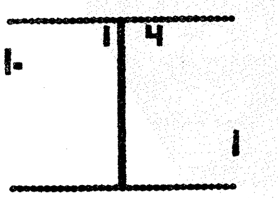


Fig. c

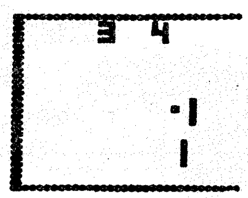


Fig. e

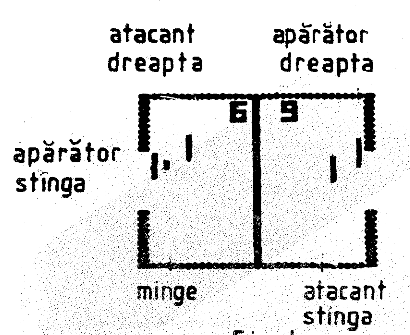


Fig. d

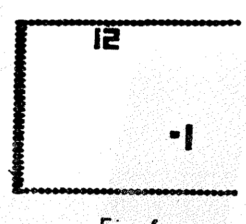


Fig. f

Caracteristicile jocurilor:

● Unghiul de reflexie a mingii este:
— numai ±20° sau ±20° și ±40°.
● Două viteze de deplasare a mingii:
— mică sau mare.
● Două înălțimi ale jucătorului:
— mică sau mare.
● Trei tipuri de sunet, în funcție de situațiile:
— mingea lovește marginea terenului;
— mingea lovește un jucător;
— se înscrie un gol.
● Afișarea pe ecran a scorului.

Pentru practicarea tenisului se procedează astfel:

1. Se introduc mufele potențiometrelor (9) în locurile corespunzătoare din televizor (8).
2. Se pornește televizorul (10).
3. Comutatorul (3) se trece pe poziția de joc (în dreapta).
4. Comutatorul (1) se trece pe poziția de sus.
5. Comutatorul (2) se trece pe poziția din stînga.
6. Se alege o viteză a mingii mică sau mare cu comutatorul (5) — în stînga mare, în dreapta mică. Pentru început vă recomandăm o viteză mică a mingii.
7. Se alege o lățime a jucătorilor (paletelor) mare sau mică, din comutatorul (6) — în stînga mare, în dreapta mică. Pentru început vă recomandăm o lățime mare a paletei.
8. Se alege unghiul de reflexie a mingii cu comutatorul (4). Atunci cînd mingea lovește marginea terenului sau jucătorii, este ricoșată. Unghiul sub care va fi ricoșată poate fi de numai ± 20° (comutatorul (4) în dreapta) sau ± 20° și ± 40° (comutatorul (4) în stînga); dacă mingea lovește un jucător în centru, se reflectă sub un unghi de ±40°. Unghiul respectiv de reflexie se menține pînă la o nouă lovitură a unui jucător.
Pentru început vă recomandăm un unghi de reflexie de ± 20°.
9. Se aduce scorul la zero cu butonul (7). Pe televizor va apărea imaginea din figura c. Cînd se acționează asupra potențiometrelor de joc (9), se deplasează jucătorii în sus sau în jos. Ei trebuie să nu lase mingea să treacă.
În momentul cînd ating mingea, se aude un sunet caracteristic în difuzor, iar mingea va fi respinsă. Cînd se înscrie un gol, acesta va fi înregistrat și afișat pe ecran și se va auzi un sunet caracteristic în difuzor. Capacitatea de numărare este de 15 goluri, după care scorul trebuie adus din nou la zero cu butonul (7).

DENUMIREA TELEVIZORULUI	DIAGONALA ECRANULUI	PREȚ (lei)
OLT	44 cm	2 920
OLT	44 cm	3 000
SNAGOV	47 cm	2 920
SNAGOV	47 cm	3 020
SIRIUS	50 cm	3 050
SIRIUS	50 cm	3 120
DIAMANT	61 cm	3 600
DIAMANT	61 cm	3 720

Garanția pentru buna funcționare a televizorului cu circuite integrate este de 12 luni.

SERVICE

BUZURA FLORIN — jud. Sălaj
Este normal ca atunci cînd cumpărați un produs să luați toate informațiile despre acel produs (ca să știți pe ce dați banii).
Orice produs este însoțit de un prospect în care sînt trecute toate caracteristicile, precum și modul de întrebuințare. În cazul dv. puteți folosi un amplificator stereo cuplat la ieșirea AF atunci cînd redați benzi stereo.

PALACSAY RUDOLF — Cluj-Napoca
Amplificatorului trebuie să-i reglați corect regimul etajelor. Încercați operația aplicînd întîi o tensiune de alimentare redusă cu 50%.

CIOROBEA AUREL — jud. Dolj
Spălați contactele claviaturii cu spirt și pocniturile vor dispărea.

ROVENȚA VIOREL — jud. Mehedinți
Construiți un Yagi cu 5 elemente. Nu furnizăm scheme (sau proiecte) la cerere; materialul documentar îl constituie chiar revista.

LUNGOI GHEORGHE — Fetești
La intrare folosiți bobina de UUS din radioreceptoare.
Droselul are 35 de spire CuEn 0,2, bobinate pe un mic miez de ferită. În locul tranzistorului FET puteți monta un etaj obișnuit cu tranzistor bipolar (de exemplu, BF200).

CRISTACHE DANIEL — București
Puteți cupla oscilatorul la amplificatorul de 10 W, eventual printr-un etaj intermediar de preamplificare. Rezistoarele au 0,25 W.

HUȚANU G. — Vaslui
Nu posedăm circuitul imprimat de la casetofonul EL 3300.
Echivalențele sînt MP40 = AC180; MP35 = AC181; MP42 = AC180.
În orga de lumini puteți face înlocuirile dorite.

BEJAN RAUL — Timișoara
Preamplificatorul poate fi făcut cu piesele indicate (gama respectivă). Difuzorul are impedanța de 750Ω/3 W. Se pot folosi difuzoare de 1,5 W (într-o boxă), dar atenție la conectare ca să aveți în final 4 Ω.

BUTNARU ADRIAN — Craiova
Vom publica montaje de trecere de la CCIR la OIRT.

BURAN FLORENTIN — Beiuș
La televizor verificați tubul amplificator final cadre, PCL 85, tensiunile de alimentare ale acestui tub și condensatoarele electrolitice.

VALENTIN IONESCU — Constanța
Vom publica materiale despre tehnica recepționării emisiunilor TV la mare distanță.

SAVIN IONEL — Bîrlad
La magnetofon, nesimetria pistelor provine din nesimetria mecanică. Reglați poziția capului magnetic.

BÁLINT O. — Oradea
PCC84 funcționează la frecvențe superioare (sute de MHz), de aceea este utilizat ca amplificator în etajele de intrare la televizoare.
Pentru televizor adresați-vă unei cooperative (defectul este complex).

PETRE CONSTANTIN — Galați
Luați legătura cu editura care a tipărit cartea.

FAIFER ALEXANDRU — Iași
Scăderea audiției radioreceptorului poate avea multiple cauze: de la întreruperea unui rezistor pînă la scăderea capacității unui condensator. Părerea noastră este că aparatul trebuie supus unor măsurători, așa că apelați la un specialist local.

MIHAI NICOLAE — Mediaș
Bobine rezervă pentru radioreceptoare găsiți la magazinele de specialitate (eventual „Dioda"-București). Căștile cu impedanță mare le puteți folosi în orice montaj audio.

POPA DUMITRU — București
Materialul trimis la redacție va fi publicat.

TOMUȚA MIRON — Beriu, Hunedoara
Luați legătura (se poate și printr-un QSL) cu ing. D. Mălinaș, YO6BQT — Brașov.

BURICAN ILIE — jud. Vîlcea
La orice televizor puteți aplica semnal direct la amplificatorul video după dioda de detecție. Nu deținem date despre antena la care vă referiți și nici despre autorul cărții.

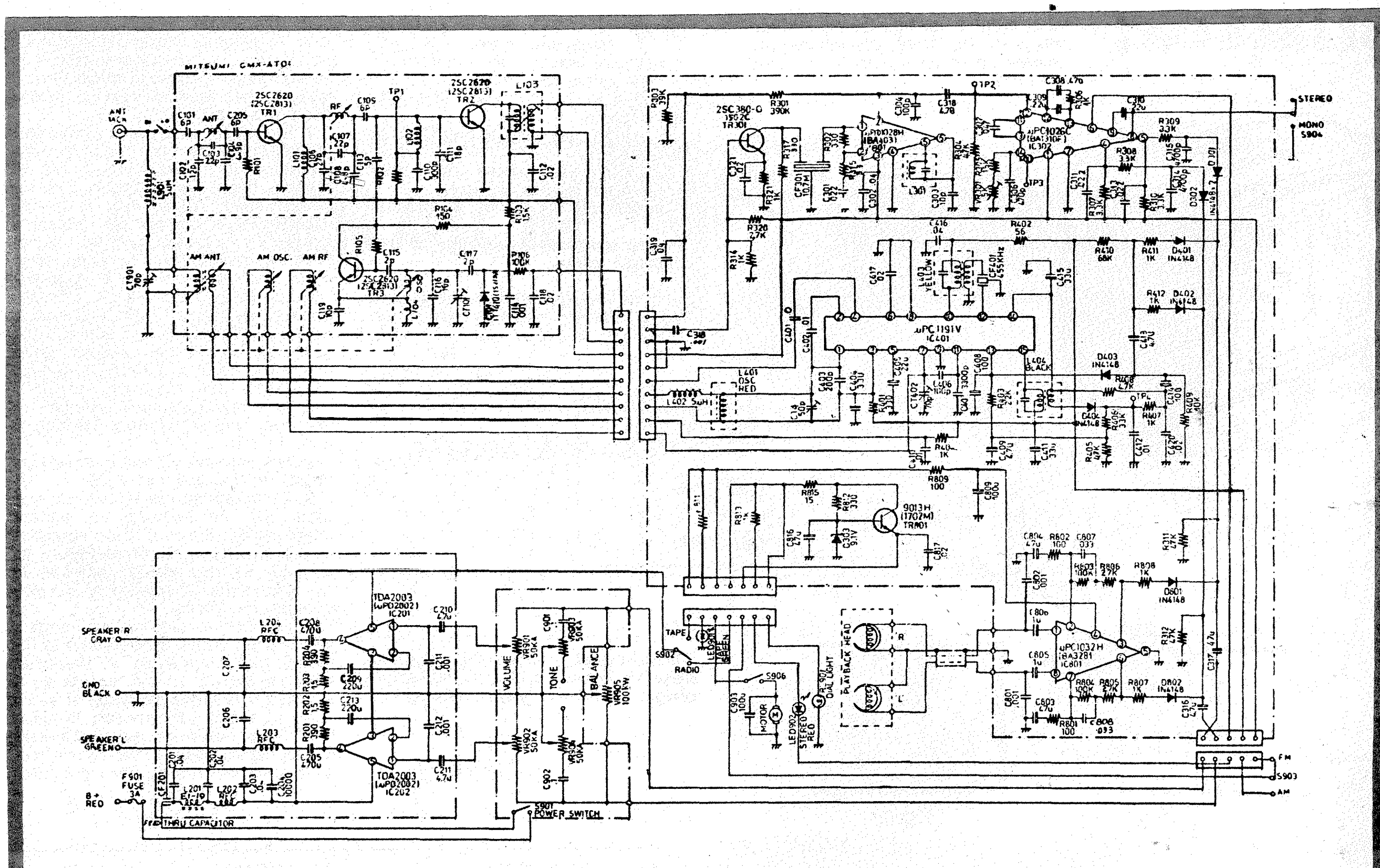
I. M.

MITSUMI GMX-01

FLOREA AVRAM — Bîrlad

Vă publicăm alăturat schema solicitată din care puteți vedea că, în esență, aparatul conține circuite integrate ce nu pot fi înlocuite cu alte tipuri.

Buna funcționare a aparatului este asigurată de utilizarea unor difuzoare ce nu au impedanță mai mică decît cele indicate de constructor.



Redactor-șef: ing. IOAN ALBESCU
Redactor-șef adj.: prof. GHEORGHE BADEA
Secretar responsabil de redacție: ing. ILIE MIHĂESCU
Redactor responsabil de număr: fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU
Prezentarea artistică-grafică: ADRIAN MATEESCU

Administrația Editura Scînteia

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA ADRESÎNDU-SE LA ILEXIM — DEPARTAMENTUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O. BOX 136—137, TELEX 11226, BUCUREȘTI, STR. 13 DECEMBRIE NR. 3.

Tiparul executat la Combinatul poligrafic „Casa Scînteii"